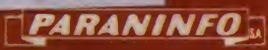
ELECTRONICA FUNDAMENTAL 5

Teoría y práctica. Desde la válvula hasta el circuito integrado

T E O R I A: Diodos, transistores y semiconductores especiales

PRACTICA: Experimentación y montaje con circuitos semiconductores

DECIMA EDICION



J. Mª Angulo

José M.ª Angulo Usategui

Dr. Ingeniero Industrial

ELECTRONICA FUNDAMENTAL 5

TEORIA Y PRACTICA. DESDE LA VALVULA HASTA EL CIRCUITO INTEGRADO

TEORIA: Diodos, transistores y semiconductores especiales.

PRACTICA: Experimentación y montaje con circuitos de semiconductores.

1991



DECIMA EDICION

MADRID

Con agradecimiento a todos mis alumnos, que diariamente me permiten lograr una de mis mayores satisfacciones: ENSEÑAR.

INDICE

PROLOGO

El fin que persigue esta obra es constituir un Curso Básico de Electrónica, tanto en el aspecto teórico como en el práctico. Para conseguirlo se ha tratado de dar una explicación física de los fenómenos eléctricos y electrónicos, textual y gráficamente, a fin de hacerlo más asequible a los que desconocen totalmente esta técnica. Por este motivo se han eliminado los planteamientos matemáticos, usando exclusivamente las operaciones numéricas más elementales.

El curso completo consta de siete tomos y el temario teórico y práctico que contiene cada tomo es el siguiente:

TOMO 1.—TEORIA: Introducción a la Electrónica. Electricidad.
PRACTICA: Soldadura y montajes eléctricos. El aparato de medida. Componentes eléctricos y electrónicos.

TOMO 2.—TEORIA: Fuentes de alimentación. Rectificadores y filtros.
PRACTICA: Características de las válvulas y semiconductores diodos. Montaje de fuentes de alimentación.

TOMO 3.—TEORIA: Amplificadores.
PRACTICA: Sonido, altavoces y micrófonos. Características de las válvulas amplificadoras. Amplificadores de Baja y Alta Frecuencia.

TOMO 4.—TEORIA: Generadores de señales. Osciladores. Receptor superheterodino de A.M.
PRACTICA: Montaje, ajuste y averías de un receptor de radio.

TOMO 5. — TEORIA: Diodos, transistores y semiconductores especiales.
PRACTICA: Experimentación y montaje con circuitos de semiconductores.

TOMO 6. — TEORIA: Circuitos integrados digitales y analógicos. Hacia el microprocesador.
PRACTICA: Montajes y experimentación con circuitos integrados lógicos y operacionales.

TOMO 7. – Problemas de electrónica (Resueltos y con soluciones).

El ofrecer la obra en varios tomos tiene una doble finalidad: En primer lugar, escalonar el estudio de una forma metódica y sencilla, procurando que cada libro muestre un tema completo e independiente, que facilite una progresiva introducción a la Electrónica de forma poco costosa. En segundo lugar, esta colección permite la adquisición o consulta del tema que interese de forma económica y simple, dado el racional desglose de materias.

En este tomo 5.º se estudia la Electrónica con semiconductores, destacando entre ellos a los transistores. En teoría se parte de la explicación de la constitución y funcionamiento de los semiconductores extrínsecos, que son la base de todos los componentes, y luego los circuitos clásicos ya conocidos con válvulas de los tomos anteriores: Amplificadores, Fuentes de alimentación y Osciladores. Se dedica un tema final a los semiconductores especiales, tales como tiristor, triac, diac, etc., que tanto interés tienen actualmente, y se ha dejado para el tomo 6.º el análisis de los circuitos integrados, tanto analógicos como digitales, así como un inicio a los microprocesadores.

En la 2.ª parte de este tomo se han expuesto numerosas prácticas muy sencillas, que se pueden realizar con muy pocos y baratos materiales para experimentar de forma real los temas teóricos de la lección a que corresponden.

El autor

Primera Parte

Teoría

Diodos, transistores y semiconductores especiales

SISTEMA PERIODICO (Primer Nivel)

(Propiedades atómicas)

CLAVE

Numero atomico →	1	← Masa atomica [1]
Simbolo →	H	
	1	← Estructura electronica
[2] 1ª Energia de ionizacion eV →	13,60	
	2,1	← Electronegatividad
[3] Nums de oxidacion →	±1	

Rellenan capas externas

Rellenan capas internas

Capas periodos	Nº atómico	Masa atómica	Símbolo	Estructura electrónica	1ª Energía de ionización eV	Electronegatividad	Nums de oxidación
K1	1	1,00797	H	1	13.60	2.1	±1
K1	2	4,0026	He	2	24.58	–	–
L2	3	6,939	Li	2·1	5.39	1.0	1
L2	4	9,0122	Be	2·2	9.32	1.5	2
L2	5	10,811	B	2·3	8,30	2,0	3
L2	6	12,0111	C	2·4	11,26	2,5	±4,2
L2	7	14,0067	N	2·5	14,54	3,0	5,±3421
L2	8	15,994	O	2·6	13,61	3,5	-2
L2	9	18,9984	F	2·7	11,42	4,0	-1
L2	10	20,183	Ne	2·8	21,56	–	–
M3	11	22,9898	Na	2·8·1	5.14	0.9	1
M3	12	24,312	Mg	2·8·2	7.64	1.2	2
M3	13	26,9815	Al	2·8·3	5.98	1.5	3
M3	14	28,086	Si	2·8·4	8.15	1.8	4
M3	15	30,9738	P	2·8·5	11.0	2.1	5,3
M3	16	32,064	S	2·8·6	10.36	2.5	4,6,-2
M3	17	35,453	Cl	2·8·7	13.01	3.0	±1,3,5,7
M3	18	39,948	Ar	2·8·8	15.76	–	–
N4	19	39,102	K◑	2·8·8·1	4.34	0.8	1
N4	20	40,08	Ca	2·8·8·2	6.11	1.0	2
N4	21	44,956	Sc	2·8·9·2	6.56	1.3	3
N4	22	47,90	Ti	2·8·10·2	6,83	1,5	4,3
N4	23	50,942	V	2·8·11·2	6,74	1,6	4,5,3
N4	24	51,996	Cr	2·8·13·1	6,76	1,6	3,6,2
N4	25	54,938	Mn	2·8·13·2	7,43	1.5	2,7,4
N4	26	55,847	Fe	2·8·14·2	7,90	1,8	2,3
N4	27	58,933	Co	2·8·15·2	7,86	1,8	3,2
N4	28	58,71	Ni	2·8·16·2	7,63	1,8	2
N4	29	63,54	Cu	2·8·18·1	7.72	1,9	2,1
N4	30	65,37	Zn	2·8·18·2	9,39	1,6	2
N4	31	69,72	Ga	2·8·18·3	6.00	1.6	3
N4	32	72,59	Ge	2·8·18·4	7.88	1.8	4
N4	33	74,922	As	2·8·18·5	9.81	2.0	5,3
N4	34	78,96	Se	2·8·18·6	9.75	2.4	4.6-2
N4	35	79,909	Br	2·8·18·7	11.84	2.8	±1,3,5,7
N4	36	83,80	Kr	2·8·18·8	14,00	–	2
O5	37	85,47	Rb◑	2·8·18·8·1	4.18	0.8	1
O5	38	87,62	Sr	2·8·18·8·2	5.69	1.0	2
O5	39	88,905	Y	2·8·18·9·2	6.5	1.3	3
O5	40	91,22	Zr	2·8·18·10·2	6,95	1,4	4
O5	41	92,906	Nb	2·8·18·12·1	6,77	1,6	5,3
O5	42	95,94	Mo	2·8·18·13·1	7,10	1,8	6,5,4,3
O5	43	(99)	Tc*	2·8·18·14·1	7,28	1,9	7,4
O5	44	101,07	Ru	2·8·18·15·1	7,36	2,2	3,8,6,4,2
O5	45	102,905	Rh	2·8·18·16·1	7,46	2,2	3,4,2
O5	46	106,4	Pd	2·8·18·18	8,33	2,2	2,4
O5	47	107,870	Ag	2·8·18·18·1	7,57	1,9	1,2
O5	48	112,40	Cd	2·8·18·18·2	8,99	1.7	2
O5	49	114,82	In◑	2·8·18·18·3	5,79	1.7	3,1
O5	50	118,69	Sn	2·8·18·18·4	7,34	1.8	4.2
O5	51	121,75	Sb	2·8·18·18·5	8,64	1,9	3,5
O5	52	127,60	Te	2·8·18·18·6	9.01	2.1	4.2
O5	53	126,904	I	2·8·18·18·7	10,45	2.5	±1,3,5,7
O5	54	131,30	Xe	2·8·18·18·8	12,14	–	2.4.6.8
P6	55	132,905	Cs	2·8·18·18·8·1	3,89	0.7	1
P6	56	137,34	Ba	2·8·18·18·8·2	5.21	0,9	2
P6	57	138,91	La◑	2·8·18·18·9·2	5,61	1,1	3
P6	58	140,12	Ce	2·8·18·20·8·2	6,91	1,1	3,4
P6	59	140,907	Pr	2·8·18·21·8·2	5,76	1,1	3
P6	60	144,24	Nd◑	2·8·18·22·8·2	6,31	1,2	3
P6	61	(147)	Pm*	2·8·18·23·8·2	–	–	3
P6	62	150,35	Sm◑	2·8·18·24·8·2	5,6	1,2	3
P6	63	151,96	Eu	2·8·18·25·8·2	5,67	–	3,2
P6	64	157,25	Gd	2·8·18·25·9·2	6,16	1,1	3
P6	65	158,924	Tb	2·8·18·27·8·2	6,74	1,2	3
P6	66	162,50	Dy	2·8·18·28·8·2	6,82	–	3
P6	67	164,930	Ho	2·8·18·29·8·2	–	1.2	3
P6	68	167,26	Er	2·8·18·30·8·2	6,08	1.2	3
P6	69	168,934	Tm	2·8·18·31·8·2	5,81	1,2	3
P6	70	173,04	Yb	2·8·18·32·8·2	6,2	1,1	3
P6	71	174,97	Lu◑	2·8·18·32·9·2	5,0	1,2	3
P6	72	178,49	Hf	2·8·18·32·10·2	5,5	1,3	4
P6	73	180,948	Ta	2·8·18·32·11·2	7,88	1,5	5.3
P6	74	183,85	W	2·8·18·32·12·2	7,98	1,7	6,5,4
P6	75	186,2	Re◑	2·8·18·32·13·2	7,87	1,9	7,4,3,6
P6	76	190,2	Os	2·8·18·32·14·2	8,7	2,2	4,8,6,3
P6	77	192,2	Ir	2·8·18·32·15·2	9	2,2	4,3
P6	78	195,09	Pt◑	2·8·18·32·17·1	9,0	2.2	4.2
P6	79	196,967	Au	2·8·18·32·18·1	9,22	2,4	3,1
P6	80	200,59	Hg	2·8·18·32·18·2	6,13	1,9	2,1
P6	81	204,37	Tl◑	2·8·18·32·18·3	6,11	1.8	1
P6	82	207,19	Pb◑	2·8·18·32·18·4	7,42	1.8	2
P6	83	208,980	Bi◑	2·8·18·32·18·5	7,29	1.9	3
P6	84	(210)	Po○	2·8·18·32·18·6	8,43	2,0	4,2
P6	85	(210)	At○	2·8·18·32·18·7	–	2.2	±1,5
P6	86	(222)	Rn○	2·8·18·32·18·8	10,75	–	–
Q7	87	(223)	Fr○	2·8·18·32·18·8·1	–	0,7	1
Q7	88	(226)	Ra○	2·8·18·32·18·8·2	5.28	0,9	2
Q7	89	(227)	Ac○	2·8·18·32·18·9·2	–	1,1	3
Q7	90	232,038	Th○	2·8·18·32·18·10·2	6,95	1,3	4
Q7	91	(231)	Pa○	2·8·18·32·20·9·2	–	1,5	5,4
Q7	92	238,04	U○	2·8·18·32·21·9·2	6,1	1,7	6,5,4,3
Q7	93	(237)	Np*	2·8·18·32·22·9·2	–	1.3	5,7,6,4,3
Q7	94	(242)	Pu*	2·8·18·32·24·8·2	5,1	–	4,7,6,5,3
Q7	95	(243)	Am*	2·8·18·32·25·8·2	6,0	–	3,6,5,2
Q7	96	(247)	Cm*	2·8·18·32·25·9·2	–	–	3
Q7	97	(247)	Bk*	2·8·18·32·26·9·2	–	–	3,4
Q7	98	(251)	Cf	2·8·18·32·28·8·2	–	–	3
Q7	99	(254)	Es*	2·8·18·32·29·8·2	–	–	3
Q7	100	(253)	Fm*	2·8·18·32·30·8·2	–	–	3
Q7	101	(256)	Md*	2·8·18·32·31·8·2	–	–	3,2
Q7	102	(254)	No*	2·8·18·32·32·8·2	–	–	2,3
Q7	103	(257)	Lr*	2·8·18·32·32·9·2	–	–	3
Q7	104	–	Ku*?	2·8·18·32·32·10·2	–	–	
Q7	105	–	Ha*?	–	–	–	–

[1] Referida a ¹²C = 12

[2] 1 electronvoltio = 1,60 · 10⁻¹⁹ J

[3] Indice empirico de valencia

◑ Isotopos estables y radiactivos
○ Todos los isotopos son radiactivos
* Preparados sinteticamente
( ) Valores estimados

Autor: Doctora María Luisa Fernández Castaño · SIPEC
Artes gráficas Gaspe, 14. MADRID 26. Depósito Legal M 24505 1980

Distribuido en exclusiva por PARANINFO, Magallanes 25, Madrid

LECCION 1

SEMICONDUCTORES INTRINSECOS

CLASIFICACION DE LOS ATOMOS

En esencia, la constitución del átomo, refiriéndose al aspecto eléctrico, consta de un determinado número de protones con carga positiva en el núcleo y una cantidad igual de electrones, con carga negativa, girando en diferentes órbitas en el espacio, que reciben el nombre de envoltura. El átomo de nitrógeno, con siete electrones y siete protones, se muestra en la figura 1-1.

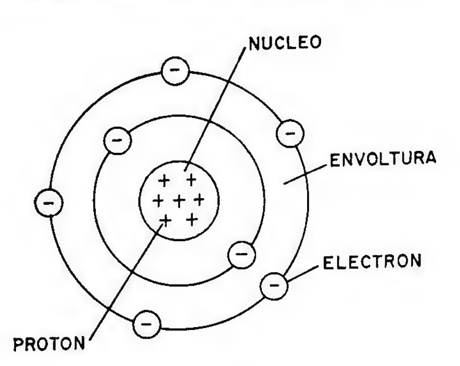


Fig. 1-1

Cada cuerpo simple se diferencia de los demás en el número de electrones y protones que contiene. Así, el hidrógeno posee un electrón y un protón; el litio, tres protones y tres electrones; el carbono, seis protones y seis electrones, etc.

Los electrones giran en órbitas casi elípticas, en cada una de las cuales y según su proximidad al núcleo sólo pueden existir un número máximo de electrones. Así, en la 1.ª órbita más cercana al núcleo, llamada órbita K, caben como máximo dos electrones; en la 2.ª o L caben 8; en la 3.ª, 18; en la 4.ª, 32...De esta forma, el átomo del cuerpo simple llamado sodio, que contiene en su núcleo 11 protones, dispone de 3 órbitas, existiendo 2 electrones en la 1.ª, 8 en la 2.ª y 1 solo en la 3.ª; es decir, que los electrones van llenando las órbitas hasta su capacidad máxima, comenzando por la primera. En la figura 1-2 se muestra la estructura del átomo de sodio comentado.

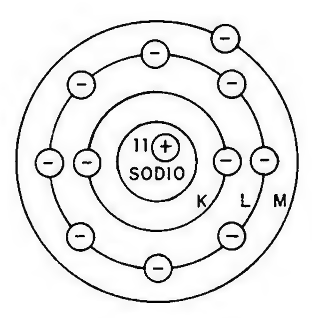


Fig. 1-2

Los átomos de los elementos simples, cuando están completos, son neutros, puesto que contienen igual cantidad de electrones que de protones; pero dado que los electrones de la última órbita son los más alejados del núcleo y perciben menos su fuerza de atracción, pueden salirse de dicha órbita, denominada «periférica» o de «valencia». Así, en el átomo de litio, de 3 electrones y 3 protones, si escapa el electrón que posee en la órbita 2.ª o L, deja al átomo cargado positivamente por contener 2 electrones y 3 protones; si, por el contrario, en dicho átomo se hubiese alojado en la órbita L un electrón libre exterior, el átomo habría adquirido carga negativa. Estos átomos, a los que se les ha desprovisto de algún electrón o lo han capturado en su última órbita, se les denomina *iones* y en la figura 1-3 se muestran los dos ejemplos comentados.

Luego atendiendo a la carga eléctrica, los átomos se pueden clasificar en positivos, negativos y neutros.

Atendiendo al número de electrones de que disponen los átomos en la órbita periférica, éstos se clasifican en estables e inestables.

Se llama átomo «estable» el que tiene completa de electrones su última órbita o al menos dispone en ella de 8 electrones. Así, el

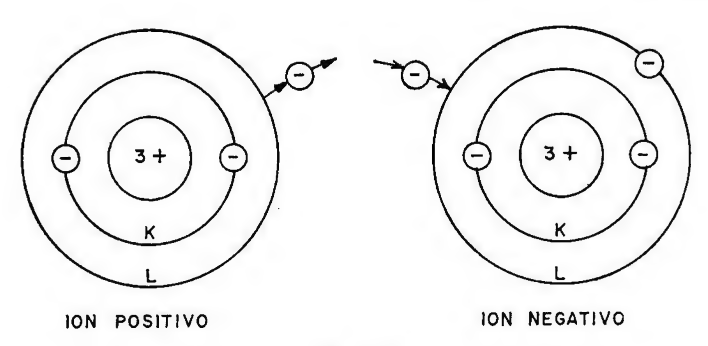


Fig. 1-3

helio, con 2 electrones y 2 protones, y el neón, con 10 protones y 10 electrones, son átomos estables por tener completas sus órbitas de valencia, y su distribución queda expuesta en la figura 1-4.

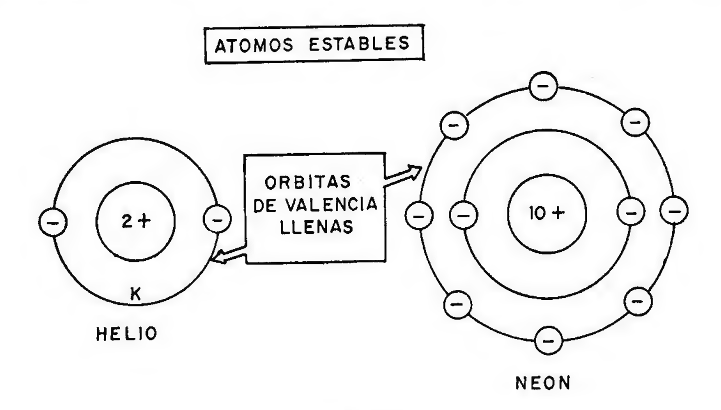


Fig. 1-4

Los átomos «inestables», que son los que no tienen llena su órbita periférica ni tampoco 8 electrones en ella, tienen una gran propensión a convertirse en estables, bien desprendiendo los electrones de valencia o bien absorbiendo del exterior electrones libres hasta completar la última órbita; en cada caso realizarán lo que menos energía suponga. Por ejemplo, en el átomo de litio, de 3 electrones y 3 protones, será menos costoso desprenderse del electrón que existe en la órbita de valencia, que absorber en ella 7 electrones para completarla. Un caso opuesto sucede en el flúor, que con

9 electrones y 9 protones, le es más fácil completar su órbita periférica, L, absorbiendo un electrón que no desprender los 7 que posee en ella, como se muestra en la figura 1-5.

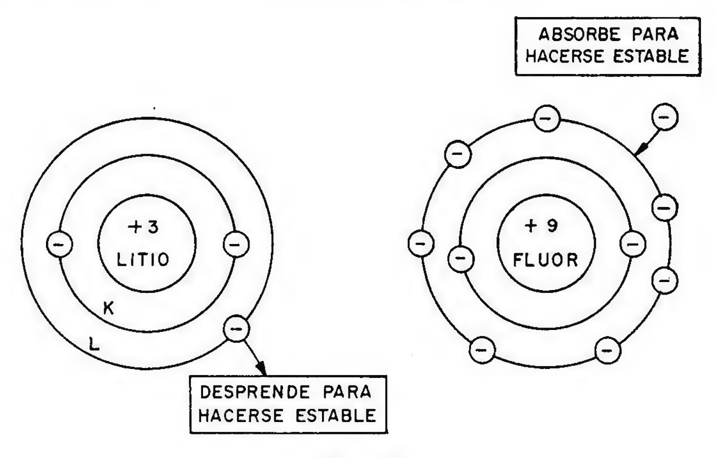


Fig. 1-5

> *RESUMEN:* Atendiendo a su carga eléctrica, los átomos se clasifican en positivos, negativos o neutros. Atendiendo al número de electrones que poseen en la órbita periférica se clasifican en estables e inestables.
>
> Los átomos inestables tienden a hacerse estables, desprendiendo o aceptando electrones.

CUERPOS CONDUCTORES Y AISLANTES

Los cuerpos conductores son aquellos cuyos átomos permiten fácilmente el paso de electrones a su través. El átomo de cobre, que posee 29 electrones y 29 protones, disponiendo de un solo electrón en su 4.ª órbita, N, será por tanto un átomo inestable y tendrá una gran tendencia a desprenderse del electrón de la última órbita. En la figura 1-6 se presenta la estructura atómica del cobre y, a su derecha, el símbolo simplificado, en el que sólo se representa la última órbita.

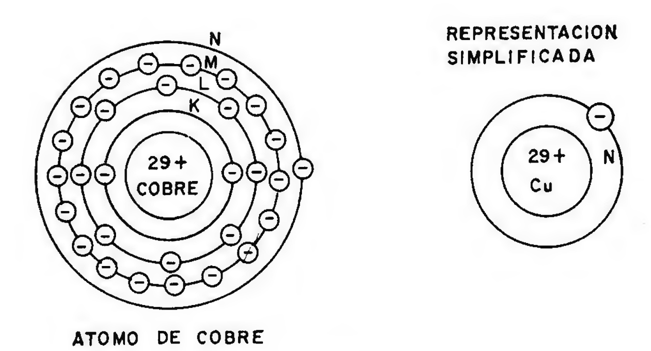


Fig. 1-6

Al aplicar una diferencia de potencial a un cable de cobre (Cu), el terminal positivo atrae fácilmente electrones de los átomos de Cu cercanos y que están deseando soltarlos para hacerse estables, mientras que estos mismos átomos, al quedar cargados positivamente, absorben electrones de los átomos que están junto a ellos, repitiéndose el proceso hasta que los átomos conectados al terminal negativo, habiendo perdido su electrón periférico, lo recuperan de dicho terminal, que se los proporciona. Para comprender mejor y más simplificadamente la formación de la corriente eléctrica a través del Cu, supongamos que el cable posea sólo 4 átomos, según se muestra en la figura 1-7.

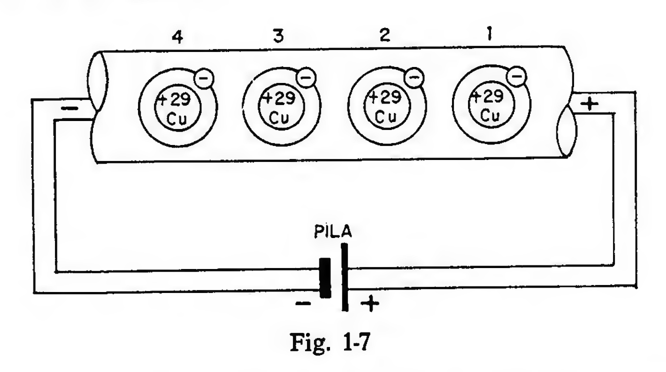


Fig. 1-7

El átomo n.º 1 desprende fácilmente su electrón periférico al ser atraído por el borne positivo de la pila. Al mismo tiempo, dicho átomo queda cargado positivamente y absorbe el electrón periférico del átomo n.º 2; éste lo absorbe del n.º 3; éste del n.º 4 y este último recibe el electrón periférico que, habiendo salido del

átomo n.° 1, la pila lo traslada hasta el borne negativo, como se representa gráficamente en la figura 1-8.

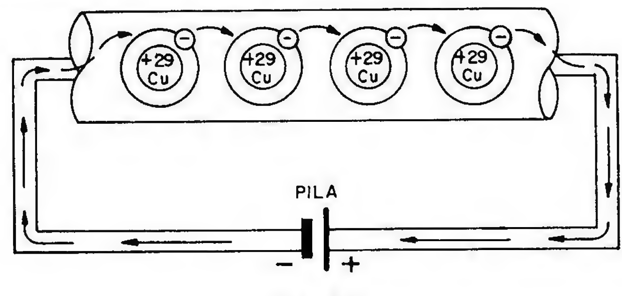


Fig. 1-8

La posibilidad que tienen los átomos de Cu, dada su inestabilidad, de desprender sus electrones periféricos, intercambiándoselos, constituye su buena conductibilidad y es lo que permite el paso de la electricidad.

Cuerpos aislantes son los que no permiten el paso e intercambio de electrones periféricos, siendo sus átomos normalmente estables.

CUERPOS SEMICONDUCTORES INTRINSECOS

Mientras que los cuerpos buenos conductores ofrecen escasa resistencia al paso de los electrones y los aislantes la ofrecen elevadísima, los semiconductores presentan una resistencia intermedia entre ambos extremos.

Un elemento semiconductor es el silicio, que como se indica en la figura 1-9 consta de 14 electrones y 14 protones.

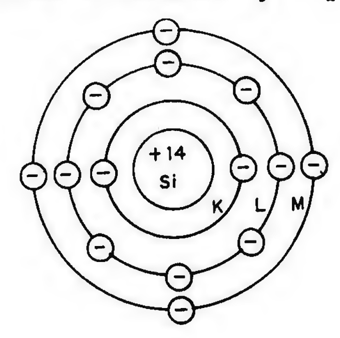


Fig. 1-9

La característica fundamental de los cuerpos semiconductores es la de poseer 4 electrones en su órbita de valencia. Con esta estructura el átomo es inestable, pero para hacerse estable se le presenta un dilema: «le cuesta lo mismo desprender los 4 electrones periféricos y quedarse sin una órbita, que absorber otros 4 electrones para hacerse estable al tener la órbita de valencia 8 electrones». En estas especiales circunstancias, ciertos elementos como el silicio y el germanio agrupan sus átomos de modo muy particular, formando una estructura reticular en la que cada átomo queda rodeado por otros 4, como se indica en la figura 1-10.

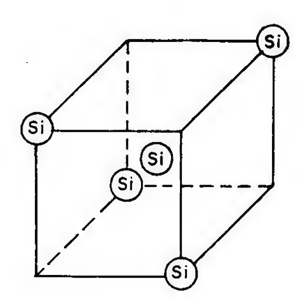


Fig. 1-10

Cada átomo de silicio (Si) ocupa siempre el centro de un cubo que posee otros 4 átomos de silicio en cuatro de sus vértices. Esta estructura cristalina obliga al átomo a estar rodeado por otros 4 iguales, propiciando la formación de los llamados «enlaces covalentes», que de una forma simple consisten en la participación de cada electrón en dos átomos contiguos, algo así como si cada electrón periférico de cada átomo sirviese no sólo al que pertenece, sino también al contiguo. En la figura 1-11 se presenta la configuración de la estructura cristalina representada en un plano y en la que se ponen de relieve sólo los electrones periféricos y los enlaces «covalentes» que forman.

Cada átomo del semiconductor está rodeado por otros 4, según la figura 1-11. Cada uno de estos últimos aporta al central uno de sus electrones, formando 4 enlaces covalentes de pares de electrones que son compartidos por 2 átomos contiguos; de esta forma, el átomo se hace estable, pues se comporta como si tuviese 8 electrones periféricos.

En estas circunstancias, la estructura de los cuerpos semiconductores, al estabilizarse, debería trabajar como buen aislante, pero no es así a causa de la temperatura.

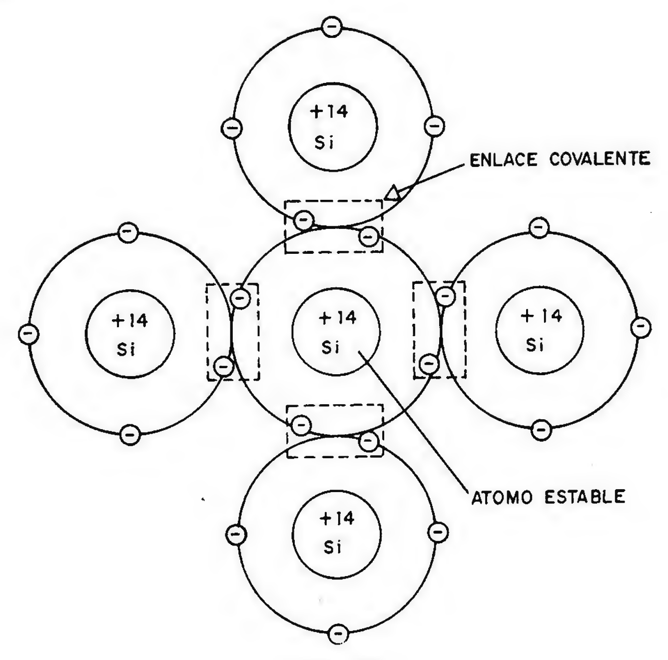


Fig. 1-11

A — 273° C, o sea a 0° Kelvin, la formación de los enlaces covalentes es perfecta y la estructura es completamente estable y aislante, pero a medida que se eleva la temperatura aumenta la agitación desordenada de los electrones, con lo que algunos periféricos salen de su órbita rompiendo el enlace covalente. Cuanto más alta es la temperatura, mayor es la agitación y el número de enlaces covalentes rotos, junto con la cantidad de electrones libres. La salida de un electrón del enlace covalente deja en éste un «hueco», al que se le tratará como si fuese una carga positiva, por tener una gran apetencia a absorber un electrón libre y completar de nuevo el enlace covalente roto. Téngase presente que el hueco no existe como ente real, y si en las explicaciones posteriores parece que se le trata como tal es para facilitar únicamente la comprensión de estos temas.

Una representación más sencilla de la estructura de un semiconductor como el silicio, en el que debido al efecto de la temperatura se están produciendo roturas de enlaces covalentes y formación de pares de electrones libres-huecos, es la que se expone en la figura 1-13.

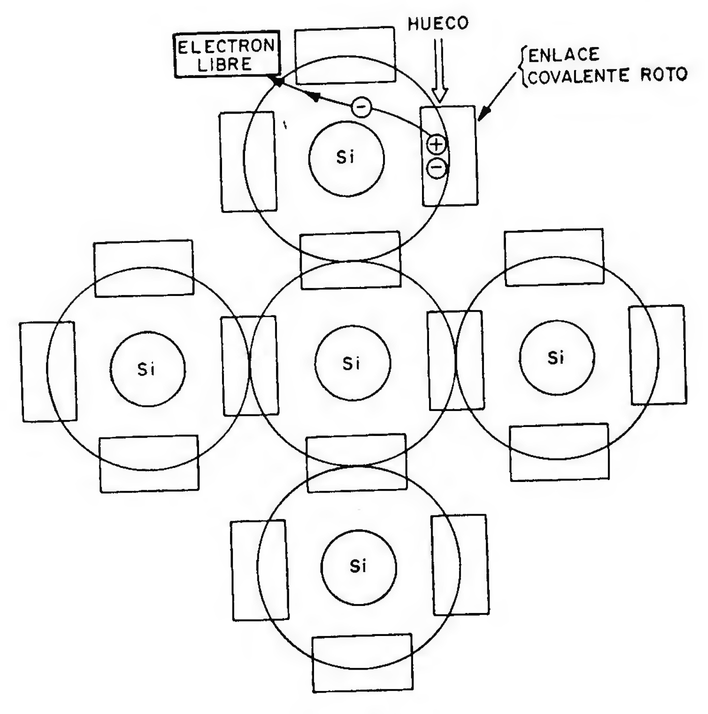


Fig. 1-12

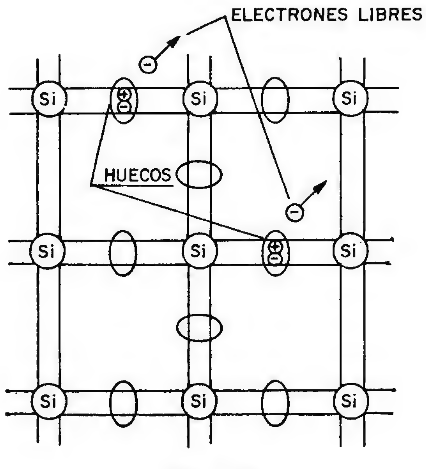


Fig. 1-13

En estas condiciones, a una determinada temperatura habrá dentro de la estructura cristalina una cierta cantidad de electrones libres y la misma de huecos. Concretamente a la temperatura de 17° C el germanio (Ge) tiene una concentración de 10^{13} huecos o electrones por cm^3, y el silicio sólo 10^{10}, por tener menos órbitas y estar la periférica por lo tanto más cerca del núcleo y más atraídos sus electrones por él.

Se insiste en que los huecos «no existen» y sólo se tratan como si fuesen cargas positivas para facilitar el estudio de los semiconductores. En la realidad, cuando se habla de un traslado de un hueco lo que está sucediendo es que un electrón se mueve en sentido contrario, como se aprecia en la figura 1-14, en la que al trasladarse un electrón desde un enlace hasta donde hay un hueco, aparece el hueco donde estaba el electrón.

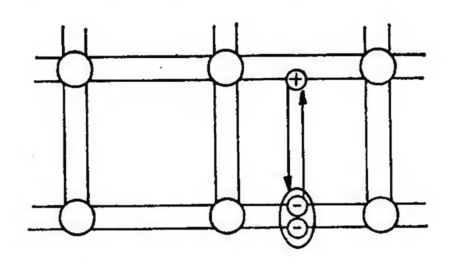


Fig. 1-14

Decir que el hueco se ha trasladado de un enlace a otro es incorrecto, pues lo huecos no existen; lo que sucede realmente es que se ha trasladado en sentido opuesto un electrón.

COMPORTAMIENTO DE UN SEMICONDUCTOR INTRINSECO ANTE LA TENSION

Si aplicamos una diferencia de tensión a un semiconductor como el germanio o el silicio puros, el borne positivo atraerá los electrones libres creados por la agitación térmica, mientras que el borne negativo lo hará con los huecos, como se indica en la figura 1-15.

Por cada electrón que absorba el polo positivo aparecerá un hueco en la estructura del semiconductor, mientras que el polo negativo absorbe un hueco y deja en la estructura una carga nega-

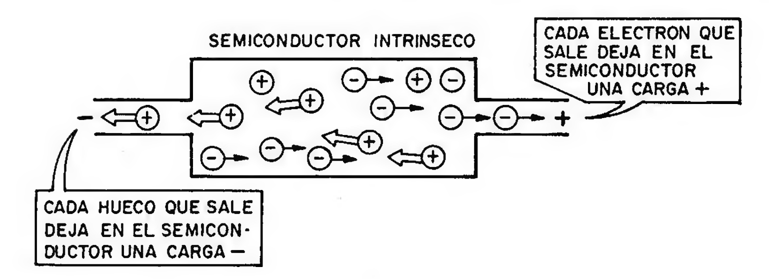


Fig. 1-15

tiva. Se mantendrán por tanto las concentraciones de las cargas de los portadores y en realidad el circuito funcionará como se presenta en la figura 1-16, teniendo en cuenta lo comentado sobre los huecos.

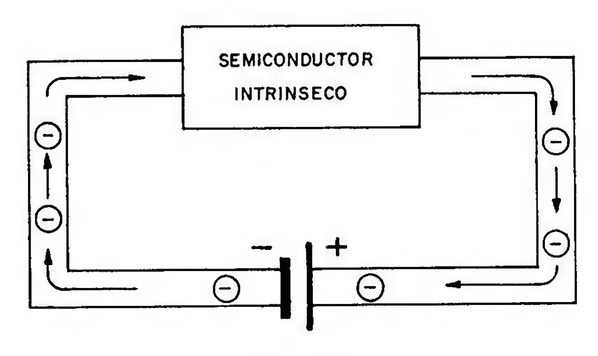


Fig. 1-16

RESUMEN: El semiconductor intrínseco, aunque posee una estructura estable y aislante debido al fenómeno de agitación producido por la temperatura, permite el paso de electricidad a través suyo, presentando una resistencia intermedia entre los conductores y los aislantes.

Un electrón de los que forman enlaces covalentes no puede saltar fuera del enlace bajo el único efecto de una tensión exterior; sin embargo, las fuerzas combinadas de una tensión exterior y un hueco próximo facilitan la salida del electrón desde el enlace hasta el hueco, creándose una intensidad.

EJERCICIOS DE LA LECCION 1.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. Ion positivo:

a) Es un átomo que ha absorbido un protón.
b) Es la falta de un electrón.
c) Es un átomo que ha perdido un electrón.

2.ª PREGUNTA. Un átomo estable:

a) Es el que dispone del mismo número de electrones que de protones.
b) Es el que tiene 8 electrones en la 2.ª órbita.
c) Es el que tiene completa la última órbita o con 8 electrones.

3.ª PREGUNTA. Cuerpo aislante:

a) Es aquel cuyos átomos tienen una gran propensión a desprender electrones.
b) Es el que posee átomos estables, en los que es muy costosa la salida de electrones de la órbita de valencia.
c) Es el que impide el paso de los electrones por la repulsión que ejerce en ellos.

4.ª PREGUNTA. El átomo de cobre, con 29 protones y 29 electrones:

a) Tiene 4 órbitas.
b) Tiene 5 órbitas.
c) Tiene 6 órbitas.

5.ª PREGUNTA. Los semiconductores intrínsecos se caracterizan:

a) Por tener completa su órbita periférica.
b) Por tener 4 electrones en su última órbita.
c) Por tener 8 electrones en la órbita de valencia.

6.ª PREGUNTA. La aparición de electrones libres en la estructura de un semiconductor intrínseco es debida:

a) A las fuerzas de atracción y repulsión eléctricas.
b) A la temperatura.
c) A la estructura cristalina.

7.ª PREGUNTA. Enlace covalente:

a) Es la unión de 2 átomos semiconductores.
b) Es la compartición de 2 electrones periféricos por 2 átomos al mismo tiempo.
c) Es la unión de un hueco y un electrón.

LECCION **2**

SEMICONDUCTORES EXTRINSECOS TIPOS P Y N. UNION N-P

INTRODUCCION

Debido a la estructura reticular del germanio y el silicio, cuyos átomos forman el centro de un cubo en el que existen otros 4 átomos en 4 de sus vértices, y a la compartición de electrones por medio de los enlaces covalentes, estos dos cuerpos simples forman una red atómica muy estable, en la que cada uno de sus átomos posee 8 electrones de valencia, comportándose como aislante. Aunque cada átomo sólo tiene 4 electrones de valencia, al compartir un electrón con cada uno de los átomos que lo rodean, constituyendo los enlaces covalentes, se comporta como átomo estable de 8 electrones periféricos, según el esquema simplificado de la figura 2-1.

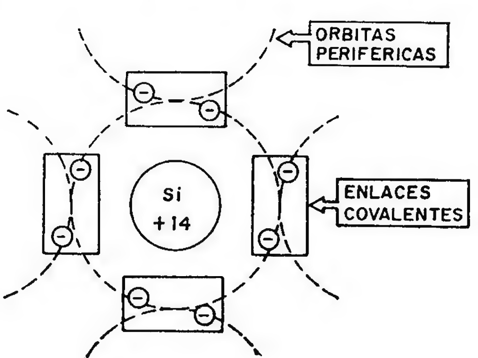


Fig. 2-1

Un cuerpo con esta constitución atómica es muy estable y, por lo tanto, aislante, puesto que tiene bien sujetos a todos los electrones de valencia; no obstante, se apuntó en la lección anterior que los enlaces covalentes se debilitaban y podían perder electrones en función de la temperatura que reinase en la estructura cristalina. Por este motivo, al aplicar una diferencia de potencial a un semiconductor intrínseco se conseguía el paso de una débil corriente proporcional a la temperatura, pero que, dado su escaso valor, no era útil. Por eso, para la fabricación de los diferentes tipos de componentes electrónicos de semiconductor, se utilizan los extrínsecos, que se exponen a continuación.

SEMICONDUCTOR EXTRINSECO DE TIPO N

Comoquiera que las corrientes que se producen en el seno de un semiconductor intrínseco a la temperatura ambiente son insignificantes, dado el bajo valor de portadores libres, que en el caso del Ge es de 10^{13} y en el del Si de 10^{10} por cm^3, para aumentarlas se les añaden otros cuerpos, que se denominan «impurezas».

El átomo de antimonio (Sb) se dice que es pentavalente porque dispone de 5 órbitas y la más externa contiene 5 electrones. Si a la estructura ya conocida del semiconductor intrínseco —germanio o silicio puro— se añaden átomos de Sb en una ínfima proporción, cada átomo de impureza se asienta en la estructura cristalina ocupando un puesto similar al que ocuparía otro átomo de Ge o de Si, quedando por este motivo rodeado por 4 átomos de semiconductor que tratan de formar con él los 4 enlaces covalentes necesarios para la estabilización.

En la figura 2-2 se presenta la estructura cristalina del Si en la cual se ha introducido un átomo de impuerza Sb, hecho por el que recibe el nombre de «semiconductor extrínseco».

Como se aprecia en la figura 2-2 el átomo de Sb no sólo cumple con los 4 enlaces covalentes, sino que aún le sobra un electrón, que tiende a salirse de su órbita para que quede estable el átomo de Sb. Por cada átomo de impureza añadido aparece un electrón libre en la estructura. Aunque se añaden impurezas en relación de 1 a 1.000.000, en la estructura del silicio, además de los 10^{10} electrones y 10^{10} huecos libres que existían por cm^3 a la temperatura ambiente, hay ahora que sumar una cantidad de electrones libres equivalente a la de átomos de impureza. En estas condiciones, el Si con impurezas de Sb alcanza 10^{16} electrones libres y 10^{10} huecos libres por cm^3, siendo en consecuencia el número de portadores

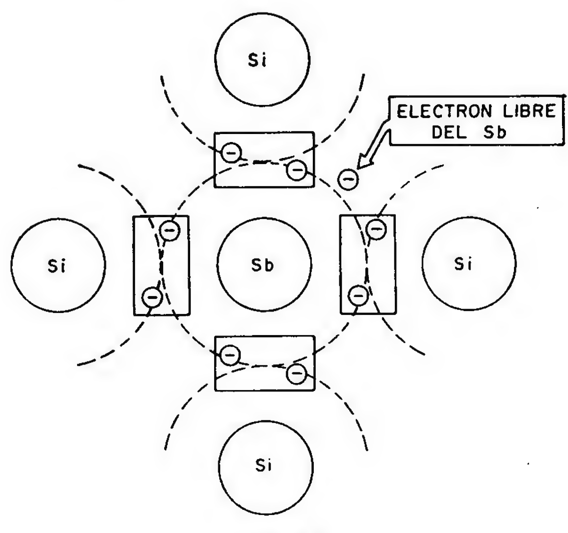


Fig. 2-2

eléctricos negativos mucho mayor que el de los positivos, por lo que los primeros reciben la denominación de «portadores mayoritarios» y los segundos de «minoritarios» y por el mismo motivo se le asigna a este tipo de semiconductores extrínsecos la clasificación de «tipo N».

En la figura 2-3 se establecen las características fundamentales del semiconductor intrínseco y del extrínseco de tipo N.

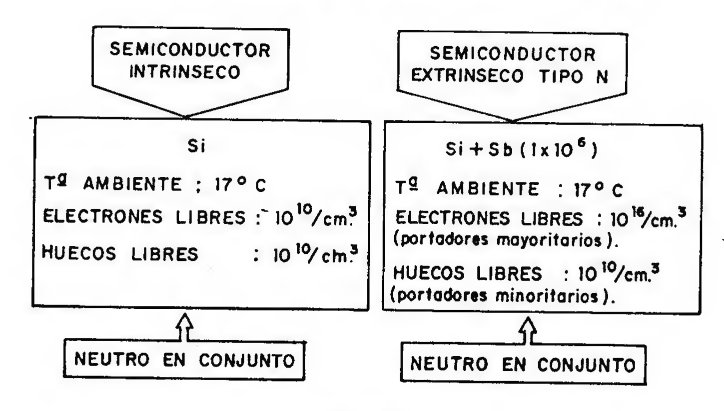


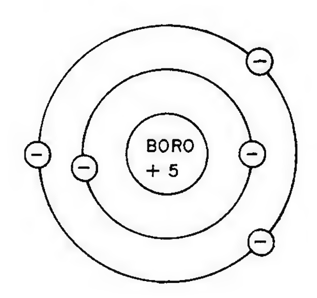
Fig. 2-3

En la figura anterior se aprecia que tanto en el semiconductor intrínseco como en el extrínseco existen diversas cantidades de portadores de carga positivos y negativos, pero en conjunto la estructura siempre es neutra, ya que está formada por átomos completos que, aunque hayan perdido cierta cantidad de electrones, éstos permanecen en la estructura, siendo en el cómputo final el número de electrones igual al de protones.

RESUMEN: El semiconductor extrínseco de tipo N se forma añadiendo impurezas pentavalentes al semiconductor intrínseco, con lo que aparece en la estructura un considerable número de electrones libres (portadores mayoritarios) en comparación de los huecos libres (portadores minoritarios).

SEMICONDUCTOR EXTRINSECO DE TIPO P

El boro es un elemento trivalente, al igual que el aluminio, por disponer de 3 electrones en la órbita de valencia, como se representa en la figura 2-4.



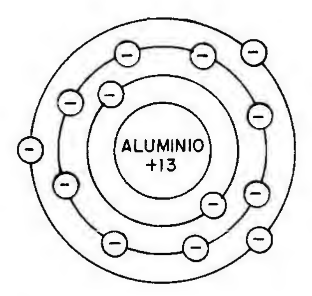


Fig. 2-4

Al añadir impurezas trivalentes al semiconductor intrínseco y entrar éstas a formar parte de la estructura cristalina, quedan dichas impurezas rodeadas por 4 átomos de Si o Ge, con los que ha de formar 4 enlaces covalentes, cosa que puede realizar con 3 de ellos, dejando un enlace covalente a falta de un electrón, o sea, con lo que se había llamado un «hueco», tal como se muestra en la figura 2-5.

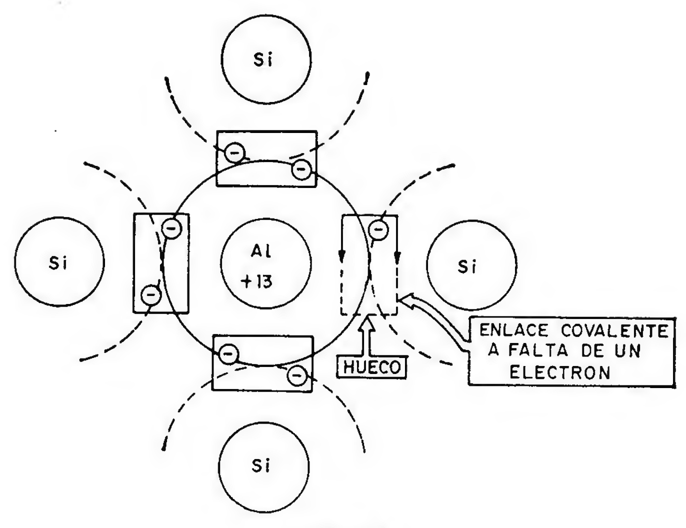


Fig. 2-5

Por cada átomo de impureza trivalente que se añade al semiconductor intrínseco aparece en la estructura un hueco, o, lo que es lo mismo, la falta de un electrón. Añadiendo un átomo de impureza trivalente por cada millón de átomos de semiconductor existen 10^{16} huecos libres y 10^{10} electrones libres por cm^3 a la temperatura ambiente, como se indica en la figura 2-6.

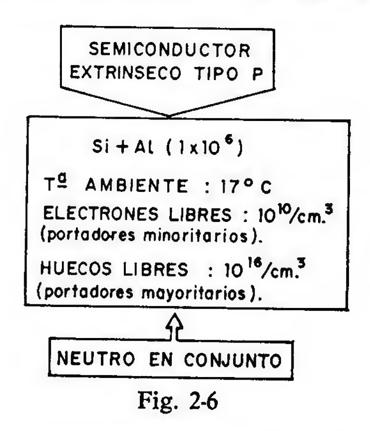


Fig. 2-6

Como en este semiconductor hay mayor número de cargas positivas o huecos, se les denomina a éstos «portadores mayoritarios»,

mientras que los electrones libres, únicamente propiciados por los efectos de la agitación térmica son los «portadores minoritarios». Por esta misma razón, el semiconductor extrínseco así formado recibe el nombre de semiconductor de «tipo P», siendo neutro el conjunto de la estructura, al igual que sucedía con el tipo N.

CIRCULACION DE CORRIENTE EN LOS SEMICONDUCTORES EXTRINSECOS

Sometiendo un semiconductor extrínseco a una diferencia de potencial se produce en él una circulación de portadores más importante que en el semiconductor intrínseco, a consecuencia del mayor número de portadores libres. Si a un semiconductor de tipo N se le aplica una tensión entre sus extremos se produce un gran movimiento de electrones (portadores mayoritarios) hacia el borne positivo, mientras que los huecos, al existir en tan escaso número, provocarán una debilísima corriente en sentido contrario. En la figura 2-7 se representa con flechas de trazo lleno el movimiento de los portadores mayoritarios y con trazo discontinuo el de los minoritarios.

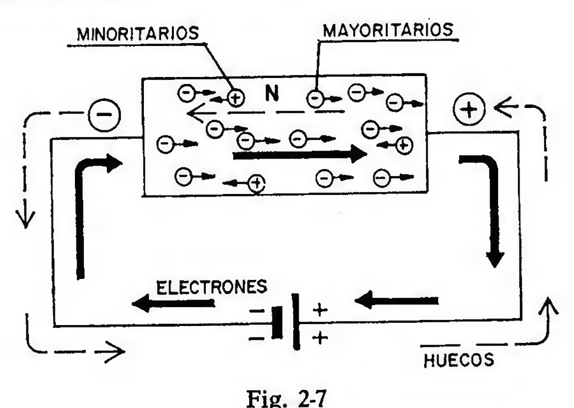


Fig. 2-7

Por cada electrón que sale del semiconductor N, atraído hacia el polo positivo de la pila, hay otro que desprende el borne negativo de la pila y lo introduce en la estructura, por lo que ésta mantiene siempre la misma concentración de portadores mayoritarios. Por otro lado, la pequeña corriente de portadores minoritarios supone una consideración similar a la anterior, teniendo en cuenta que los huecos no existen y lo que en realidad ocurre es un movimiento de electrones en sentido contrario.

También al aplicar una tensión a un semiconductor de tipo P se producen dos corrientes de portadores: una, muy importante, de huecos y otra, casi despreciable, de electrones, tal como queda representado en la figura 2-8.

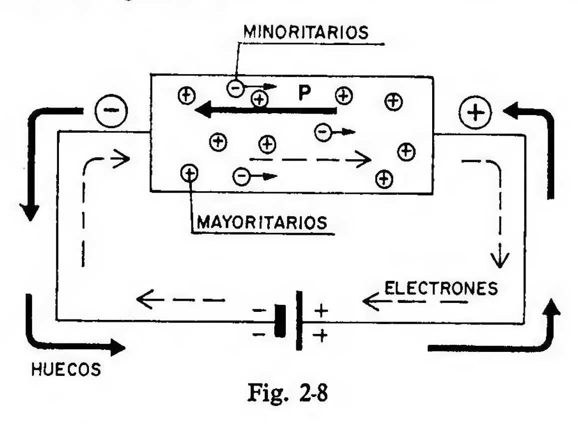


Fig. 2-8

> *RESUMEN:* La concentración inicial de portadores mayoritarios y minoritarios se mantiene en la estructura del semiconductor extrínseco al aplicarle una diferencia de potencial, porque la misma cantidad que absorbe un borne de la alimentación lo aporta el otro.

EL FENOMENO DE LA DIFUSION

Cuando se ponen en contracto dos elementos de diferente concentración se produce un fenómeno de agitación térmica, llamado «difusión», que tiende a igualar la concentración en ambos. Para comprobarlo se puede colocar en un recipiente agua y encima de ella un colorante disuelto en alcohol, como se muestra en la figura 2-9. Con el tiempo aumenta la concentración de colorante en el agua, tiñéndose, al mismo tiempo que disminuye en el alcohol.

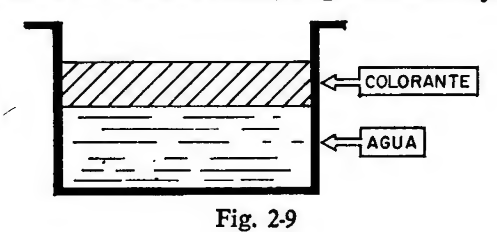


Fig. 2-9

En el ejemplo comentado llega un momento en que toda la mezcla queda homogénea, estabilizándose entonces el proceso de traslado de moléculas del elemento de más concentración al de menos.

UNION DEL SEMICONDUCTOR P CON EL N

Un trozo de semiconductor P dispone de más huecos libres, o portadores mayoritarios, que de electrones libres, o portadores minoritarios, pero la carga neta del mismo es neutra. Lo contrario sucede con el semiconductor de tipo N, en el que los portadores mayoritarios son los electrones, pero también en conjunto dispone de una carga neutra. Al colocar parte del semiconductor de tipo P junto a otra parte de semiconductor de tipo N, debido a la ley de la difusión los electrones de la zona N, con alta concentración de los mismos, tienden a dirigirse a la zona P, que apenas los tiene, sucediendo lo contrario con los huecos, que tratan de dirigirse de la zona P a la N. La figura 2-10 expresa gráficamente los movimientos de los portadores mayoritarios.

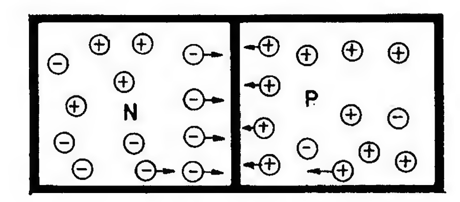


Fig. 2-10

La ley de la difusión impulsa a los electrones de la zona N a difundirse hacia la zona P, y a los huecos de P a dirigirse hacia la zona N, propiciando su encuentro y neutralización en la zona de unión. Al encontrarse un electrón con un hueco desaparece el electrón libre, que pasa a ocupar el lugar del hueco, y por lo tanto también desaparece este último, formándose en dicha zona de unión una estructura estable y neutra (ver la figura 2-11).

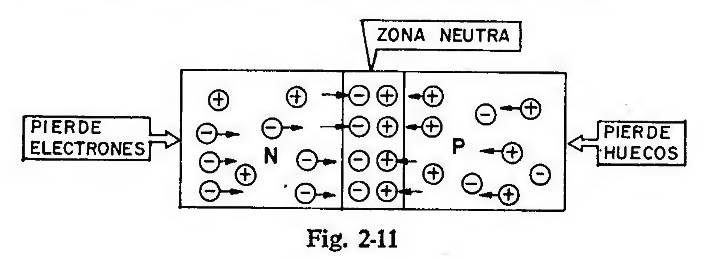


Fig. 2-11

Comoquiera que la zona N era en principio neutra y al colocarla junto a la zona P pierde electrones libres, cada vez va siendo más positiva, mientras que la zona P, al perder huecos, se hace cada vez más negativa. Así aparece una diferencia de potencial entre las zonas N y P, separadas por la zona de unión que es neutra (figura 2-12).

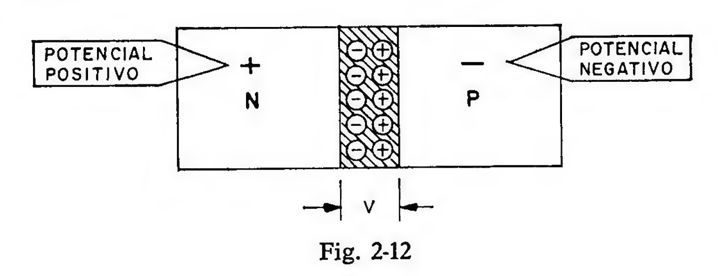


Fig. 2-12

La tensión que aparece entre las zonas N y P, llamada «barrera de potencial», se opone a la ley de la difusión, puesto que el potencial positivo que se va creando en la zona N repele a los huecos que se acercan de P, y el potencial negativo de la zona P repele a los electrones de la zona N. Cuando ambas zonas han perdido cierta cantidad de portadores mayoritarios, que se han recombinado, la barrera de potencial creada impide la continuación de la difusión y por tanto la igualación de las concentraciones de ambas zonas.

RESUMEN: Al formar la unión de una zona N con una P, a consecuencia de la ley de la difusión se recombinan electrones libres de la zona N con huecos de la zona P, formando una zona neutra central y una barrera de potencial entre ambas zonas, que cuando alcanza el suficiente valor detiene la difusión e impide la igualación de ambas concentraciones.

En realidad, a ambos lados de la zona de unión N-P se forman dos estrechos espacios, con carga de diferente signo; en el lado correspondiente a la zona N de carácter positivo, ya que al perder electrones los átomos quedan en forma de iones positivos, y en el de la zona P de carácter negativo, pues al absorber los huecos un electrón los átomos quedan en forma de iones negativos.

La barrera de potencial es del orden de 0,2 V cuando el semiconductor es de Ge y de unos 0,5 V cuando es de Si.

EJERCICIOS DE LA LECCION 2.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. La formación del semiconductor extrínseco de tipo N se efectúa:

a) Añadiendo impurezas pentavalentes al semiconductor intrínseco.
b) Añadiendo impurezas trivalentes al semiconductor intrínseco.
c) Añadiendo átomos de Ge o Si al semiconductor intrínseco.

2.ª PREGUNTA. El semiconductor de tipo P se caracteriza por:

a) Ser un cuerpo positivo en conjunto.
b) Ser un cuerpo negativo en conjunto.
c) Ser un cuerpo neutro en conjunto.

3.ª PREGUNTA. A la temperatura ambiente, en el semiconductor de tipo N:

a) Hay más electrones libres que huecos.
b) Hay menos electrones libres que huecos.
c) Hay igual número de electrones libres que de huecos.

4.ª PREGUNTA. Al aplicar tensión al semiconductor de tipo P:

a) Circula una gran intensidad de electrones.
b) Circula una pequeña intensidad de huecos.
c) Circula una gran intensidad de huecos y pequeña de electrones.

5.ª PREGUNTA. La difusión consiste en:

a) Esparcirse un cuerpo por otro que se ponga en contacto con él.
b) Moverse un elemento que contienen otros dos, puestos en contacto, hasta igualar sus concentraciones.
c) Igualar la cantidad de material en dos cuerpos en contacto.

6.ª PREGUNTA. La barrera de potencial consiste:

a) En la oposición de los semiconductores a dejar desplazar sus portadores.

b) En la tensión que se crea al juntar una zona N y una P.

c) En la diferencia de potencial que provoca la difusión de portadores entre la zona N y la zona P en contacto.

7.ª PREGUNTA. Una unión N-P no alcanza la igualación de la concentración de sus portadores:

a) Porque los portadores que se combinan se reponen automáticamente.

b) Porque las concentraciones de portadores son de cargas contrarias.

c) Por la barrera de potencial que se produce.

LECCION **3**

DIODOS SEMICONDUCTORES

EL DIODO SEMICONDUCTOR

Al unir un trozo de semiconductor de tipo N con otro de tipo P se forma entre ambos una zona neutra y aislante, entre cuyos extremos existe una diferencia de potencial que impide se prolongue el fenómeno de la difusión hasta igualar las concentraciones de portadores, según se muestra en la figura 3-1.

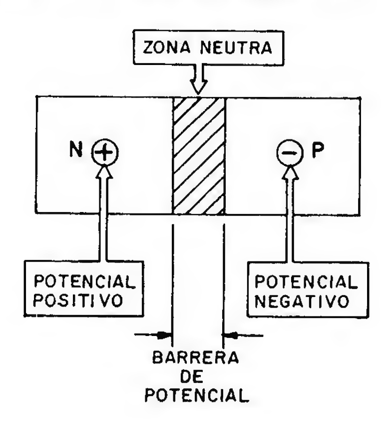


Fig. 3-1

Una vez detenido el fenómeno de la difusión por la barrera de potencial se puede polarizar externamente dicha unión N-P, de forma que la tensión aplicada se oponga a la de la barrera o, por

el contrario, la aumente; en el primer caso se denomina «polarización directa» y en el segundo, «inversa».

Una unión N-P se dice que está polarizada directamente cuando se le aplica un potencial negativo a la zona N y positivo a la zona P que contrarreste el que internamente existe a consecuencia de la barrera de potencial. En la figura 3-2 se presenta la unión N-P polarizada directamente. También en dicha figura se indica la corriente de electrones que pasa por el circuito, puesto que al anular la pila la barrera de potencial continúa el fenómeno de la difusión, pasando los electrones mayoritarios de la zona N a la P y siendo absorbidos por el borne positivo de la pila. Al mismo tiempo el borne negativo repone a la zona N los electrones perdidos, con lo que se mantiene la concentración de portadores y el fenómeno descrito de forma indefinida.

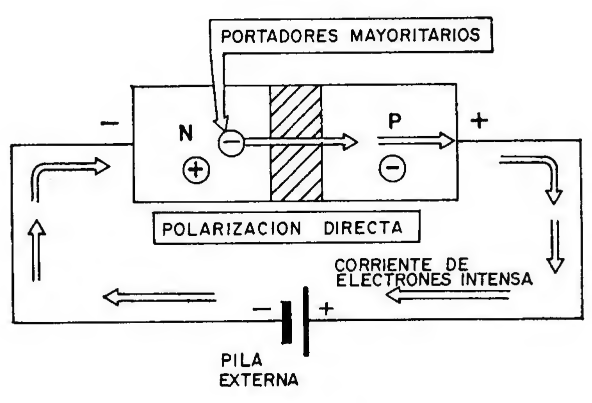


Fig. 3-2

Se ha evitado comentar lo que sucede con los huecos de la zona P en la figura anterior, porque como se recordará éstos no existen y en realidad lo que circulan son electrones en sentido contrario, incrementando la corriente dibujada.

La circulación de corriente por la unión N-P es tan intensa cuando se polariza directamente, que en la práctica se comporta como conductor. Concretamente, la unión N-P en esta situación presenta una resistencia de unos 500 Ω, en términos generales.

Cuando externamente se polariza la zona N con potencial positivo y a la P con negativo, se dice que la polarización es inversa, porque está ayudando a la barrera de potencial, impidiendo aún más la realización de la difusión de los portadores.

En la figura 3-3 se presenta la unión N-P polarizada inversamente, pero en ella existe una circulación de electrones muy débil que van de la zona P a la N.

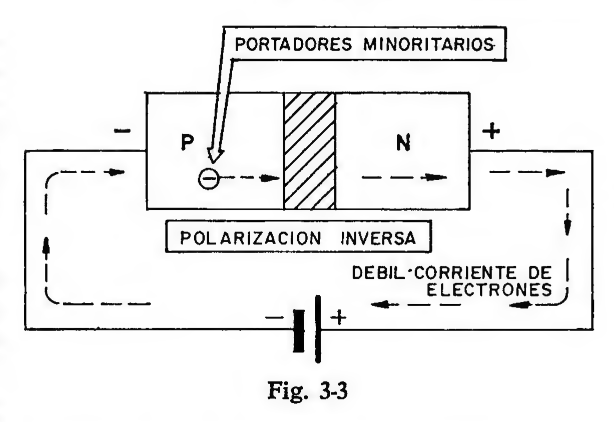


Fig. 3-3

Aunque en principio parece lógico pensar que la polarización inversa no puede provocar la circulación de portadores, por reforzar la barrera de potencial, haciendo más negativa a la zona P y más positiva a la N, resulta que este incremento repercute sobre los portadores minoritarios de las dos zonas, haciendo que los pocos electrones que tiene la zona P, dada la gran tensión positiva de la zona N, se dirijan hacia ella y otro tanto ocurre con los huecos de la N, que se dirigen hacia la P.

La puesta en movimiento y unión de los electrones de la zona P con los huecos de la N hace que por cada electrón que sale de P y se une con un hueco de N la pila saca un electrón de N y por tanto le repone el hueco neutralizado y lo lleva hasta el P, reponiéndole el electrón perdido. De esta forma se mantienen las concentraciones iniciales y la débil corriente representada en la figura 3-3.

La unión N-P, al quedar polarizada inversamente, se comporta como aislante, oponiendo una resistencia del orden de varios cientos de miles de ohmios al paso de la corriente.

RESUMEN: La unión N-P se comporta como conductor si se polariza directamente, o sea, positivo al P y negativo al N, y como aislante si se polariza inversamente. Su comportamiento es similar a la válvula diodo, a la que puede sustituir en todas las aplicaciones.

En un circuito que contenga un diodo, al polarizarlo directamente no circula corriente hasta alcanzar una tensión dada (0,5 V, aproximadamente), manteniendo el diodo entre sus extremos dicha tensión, para diferentes valores de corriente.

CARACTERISTICAS DE LOS DIODOS SEMICONDUCTORES

En líneas generales, la válvula diodo dejaba pasar la corriente eléctrica y se comportaba como un elemento conductor cuando se polarizaba con positivo al ánodo y negativo al cátodo, e impedía la circulación de la corriente si se cambiaba la polaridad. Análogamente, la unión N-P, según se polarice directa o inversamente, se comporta como conductora o aislante, de lo que se deduce que esta combinación de semiconductores extrínsecos puede sustituir a la válvula diodo con muchas ventajas, entre las que caben destacar:

a) Reducción notable de tamaño y peso.
b) Reducción de precio, puesto que los semiconductores se fabrican en grandes series y sin necesidad de la compleja elaboración que requieren las válvulas. Como dato orientativo, un diodo semiconductor puede resultar de 5 a 10 veces más económico que una válvula que desempeñe el mismo trabajo.
c) La vida de los semiconductores es indefinida, o sea, no se agotan ni desgastan con el tiempo, como sucede en las válvulas.
d) Para su puesta en funcionamiento no requieren filamentos ni que éstos se calienten.
e) Son sólidos y compactos, resistiendo mejor diversas condiciones de trabajo con vibraciones, ambientes sucios, etc.

En cuanto a inconvenientes, los semiconductores son muy sensibles a la temperatura y a la luz, aspecto este último que no se debe tener muy en consideración, ya que las cápsulas que los contienen son totalmente opacas.

La imposición de los semiconductores en el mercado mundial de la electrónica ha sido notoria desde su aparición, habiendo sustituido el empleo de las válvulas en la mayor parte de las aplicaciones y previéndose la implantación total en muy pocos años.

Técnicamente el funcionamiento de la válvula diodo es más perfecto que la unión N-P, ya que al comportarse como aislante esta última no lo hace de manera total como la válvula y deja circular una débil corriente. La curva característica del diodo semiconductor, que en definitiva es una unión N-P, se muestra en la figura 3-4 y se aprecia en ella que cuando se la aplica tensión inversa circula una corriente muy pequeña, que en la válvula diodo era nula.

La corriente inversa que se origina en la unión N-P al polarizarla inversamente es prácticamente despreciable, y como las ventajas de los semiconductores son mucho más importantes y válidas que sus inconvenientes respecto a las válvulas, su empleo se ha universalizado. Un diodo ideal tiene curvas características que res-

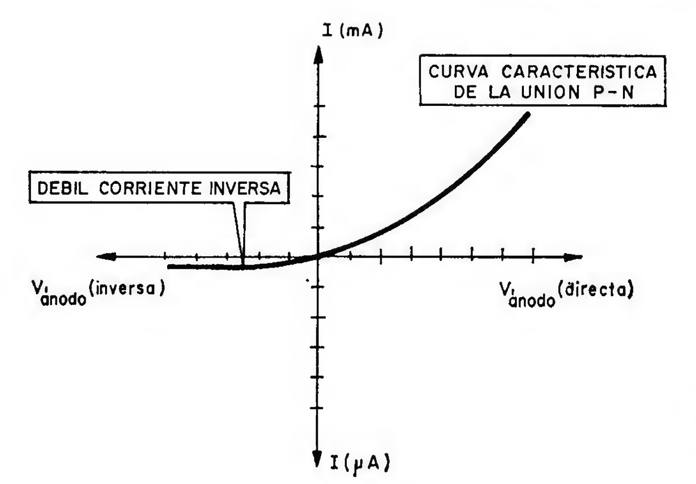


Fig. 3-4

ponden a la fórmula siguiente, que proporciona la corriente I que atraviesa la unión N-P:

$$I = I_s \left(e^{\frac{q \cdot V}{K \cdot t}} - 1\right)$$

Siendo:
I_s: Intensidad de saturación inversa
V: Tensión entre extremos del diodo
K: Constante de Boltzmann
T: Temperatura en °K

SIMBOLO Y TIPOS DE DIODOS SEMICONDUCTORES

La representación gráfica del diodo semiconductor o la unión N-P consiste en una flecha y una raya, como se reproduce en la figura 3-5.

Obsérvese en la figura que el movimiento de los electrones se efectúa en sentido contrario al que indica la flecha del símbolo.

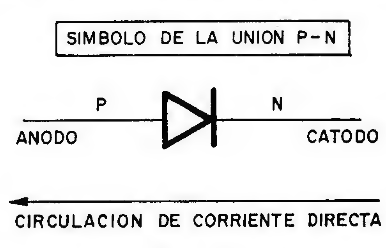


Fig. 3-5

En cuanto a los tipos fundamentales de diodos que existen, y atendiendo a su fabricación que es la que les atribuye sus características específicas, se clasifican en:

1) Diodos de punta de contacto.
2) Diodos de aleación.

Para la fabricación de los diodos de punta de contacto se presiona fuertemente sobre un trozo de semiconductor extrínseco de tipo N una punta de tungsteno y el conjunto se encapsula y emborna, como se muestra en la figura 3-6.

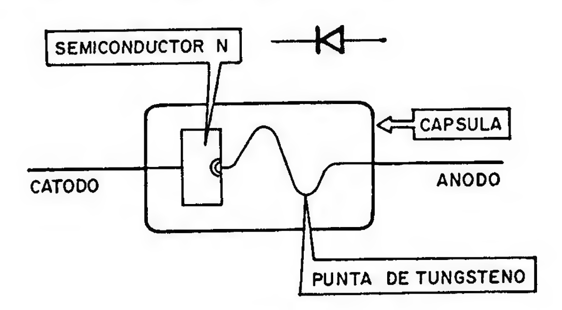


Fig. 3-6

La formación del diodo se consigue aplicando una fuerte tensión entre los dos terminales externos que, debido al calentamiento producido en la zona de contacto de la punta de tungsteno, origina una difusión del metal y la aparición de una zona P que da lugar al diodo semiconductor.

El diodo de aleación se forma colocando junto a un trozo de semiconductor de tipo N, bien sea de germanio o de silicio, un poco de impureza trivalente, como el aluminio, y calentando a elevada temperatura hasta que se funda el Al y se difunda en la zona N, dando origen a una zona P y a la constitución de la unión N-P. La disposición de este modelo de diodo en el interior de su cápsula se representa esquemáticamente en la figura 3-7.

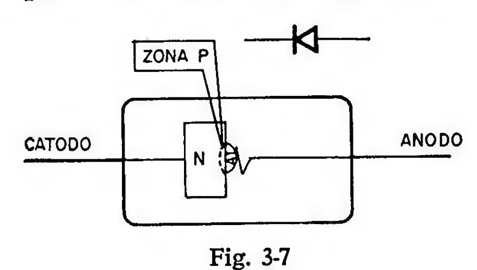


Fig. 3-7

La zona de contacto entre las zonas N y P tiene mayor superficie útil para el paso de los portadores en el diodo de aleación que en el de punta de contacto, por lo que el primer tipo se empleará para trabajar con corrientes más o menos importantes, mientras que el segundo sólo se usa para corrientes muy pequeñas. También el tamaño de los diversos modelos, como los que se presentan en la figura 3-8, influye en las corrientes máximas de trabajo.

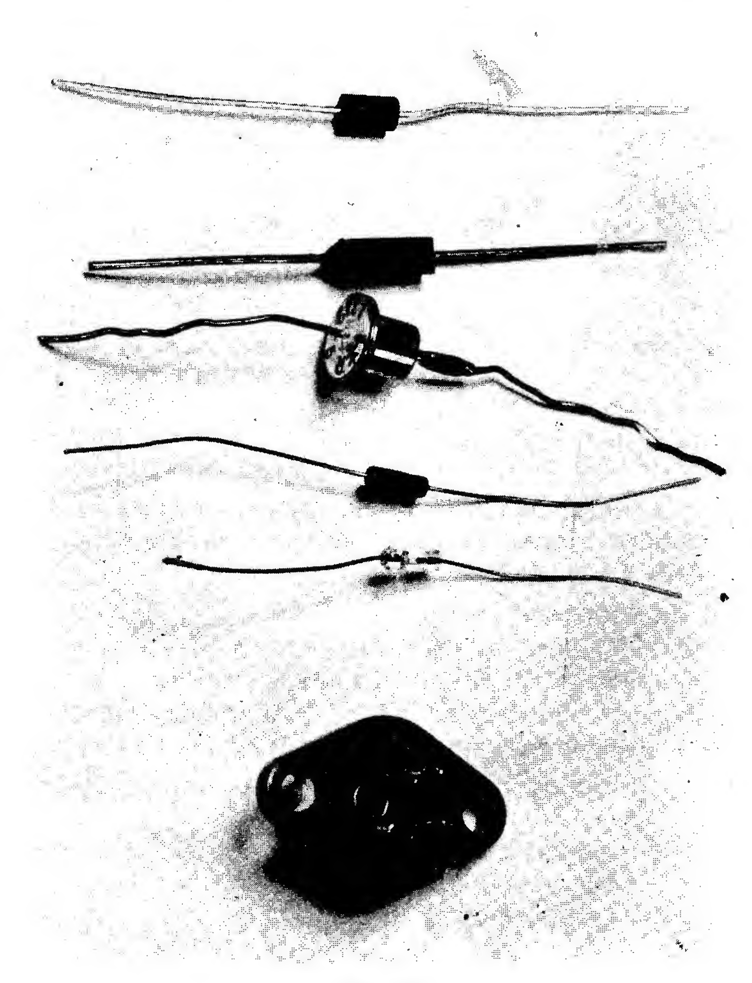


Fig. 3-8

La zona de contacto entre las zonas N y P tiene mayor superficie útil para el paso de los portadores en el diodo de aleación que en el de punta de contacto, por lo que el primer tipo se empleará para trabajar con corrientes más o menos importantes, mientras que el segundo sólo se usa para corrientes muy pequeñas. También el tamaño de los diversos modelos, como los que se presentan en la figura 3-8, influye en las corrientes máximas de trabajo.

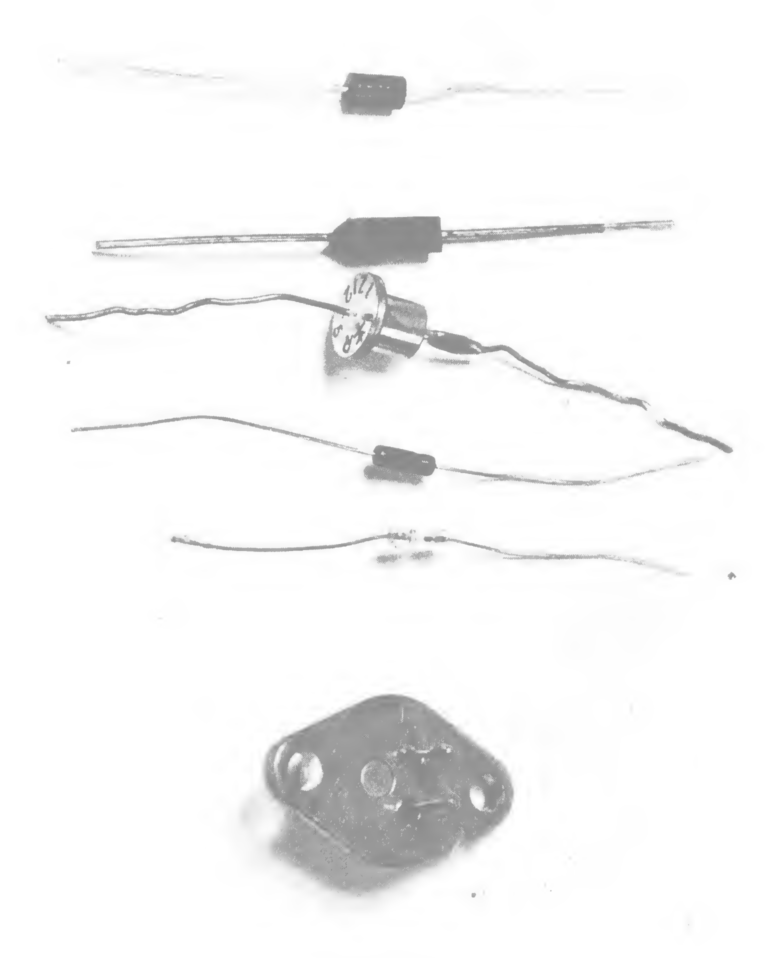


Fig. 3-8

NOMENCLATURA Y CARACTERISTICAS DE LOS DIODOS

El sistema europeo moderno designa cada semiconductor, y en concreto los diodos, por medio de dos letras y una cifra final, que significan lo siguiente:

PRIMERA LETRA: Indica si el semiconductor es de germanio o de silicio.

A: Fabricado con germanio.

B: Fabricado con silicio.

SEGUNDA LETRA: Indica el tipo y la aplicación más característica del semiconductor, y en el caso de diodos se utilizan las siguientes:

A: Diodo que no es de potencia.

Y: Diodo de potencia.

Z: Diodo de Zener.

ULTIMA CIFRA:

a) Si la cifra es un número comprendido entre el 100 y el 999 quiere decir que el semiconductor se aplica en casos generales, como pueden ser sonido, TV, etc.

b) Si está formada por dos números y una letra se trata de un semiconductor de aplicación especial.

Hay otras nomenclaturas que aún se siguen utilizando, como la europea antigua y la americana, pero que tienen un interés bastante inferior a la expuesta.

Ejemplos de interpretación:

AA 115: A, semiconductor de germanio; A, diodo que no es de potencia; 115, de aplicaciones generales.

BY 127: B, semiconductor de silicio; Y, diodo de potencia; 127, de aplicaciones generales.

EJERCICIOS DE LA LECCION 3.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. La polarización directa de una unión N-P consiste en:

a) Aplicar una polarización externa que se oponga a la barrera de potencial.
b) Aplicar una polarización externa que apoye a la barrera de potencial.
c) Hacer positiva la zona N y negativa la P.

2.ª PREGUNTA. Durante la polarización directa, la recombinación de portadores:

a) Ocasiona la disminución de las concentraciones en ambas zonas.
b) Ocasiona el aumento de las concentraciones en ambas zonas.
c) La actuación de la pila externa mantiene constantes las concentraciones.

3.ª PREGUNTA. Al polarizar inversamente la unión N-P:

a) No se produce recombinación alguna de portadores.
b) Se recombinan los portadores minoritarios.
c) Se recombinan parte de los portadores mayoritarios.

4.ª PREGUNTA. Una importante desventaja de los semiconductores comparados con las válvulas es:

a) Su menor duración.
b) Su sensibilidad a las vibraciones y manipulaciones bruscas.
c) Su sensibilidad a las variaciones de temperatura.

5.ª PREGUNTA. Técnicamente el funcionamiento de la válvula diodo aventaja a la unión N-P:

a) En que impide totalmente el paso de corriente inversa.
b) En que es más sensible a las variaciones de luminosidad.
c) Se pone en funcionamiento más rápidamente.

6.ª PREGUNTA. En el símbolo del diodo semiconductor la flecha representa:

a) El sentido del paso de los electrones.
b) El cátodo.
c) El ánodo.

7.ª PREGUNTA. El diodo AA 119:

a) Es de silicio.
b) Es de potencia.
c) Sirve para aplicaciones generales.

LECCION 4

DIODOS ESPECIALES. APLICACIONES DE LOS DIODOS

INTRODUCCION

Variando adecuadamente la fabricación o la composición de las zonas de la unión N-P se obtienen diodos semiconductores con características específicas que los hacen útiles en determinados usos; entre ellos destacan el diodo de Zener, el varicap, el diodo de túnel y los fotodiodos.

EL DIODO DE ZENER

Cuando se polariza inversamente la unión N-P se produce una débil corriente de portadores minoritarios, que circula desde el ánodo P hasta el cátodo N; pero si se incrementa dicha tensión y se alcanza un valor muy constante, denominado «tensión de ruptura» o «tensión de Zener», en ese momento la corriente se incrementa muchísimo, como se refleja en la figura 4-1.

El diodo de Zener se utiliza precisamente para trabajar polarizado inversamente y soportando la tensión de ruptura, con lo que la corriente que pasa por él es grande y, según sus características de fabricación, puede soportarla hasta un valor máximo, que nunca se puede sobrepasar. A ésta se le llama «tensión de ruptura» porque al llegar a ella se produce la ruptura de los enlaces covalentes de la estructura del silicio, provocando un aumento considerable en

la velocidad de los portadores. El nivel de tensión en que se produce la ruptura es muy constante y, siempre que la intensidad no sobrepase el máximo permitido y la temperatura de la unión permanezca dentro de los límites de trabajo, el fenómeno es reversible, o sea, que el diodo de Zener se comporta igual que la unión N-P con polarización directa, mientras que al aplicarle tensión inversa superior a la de ruptura, deja pasar una corriente importante de ánodo a cátodo, pero recuperando totalmente las características de un diodo si se rebaja el valor de dicha tensión.

Este diodo semiconductor recibe el nombre de «estabilizador de tensión», pues se suele utilizar como elemento que fija una tensión de referencia en los circuitos, dado que la tensión entre sus electrodos, una vez superada la ruptura, es constante, como se aprecia en la curva característica de la figura 4-1.

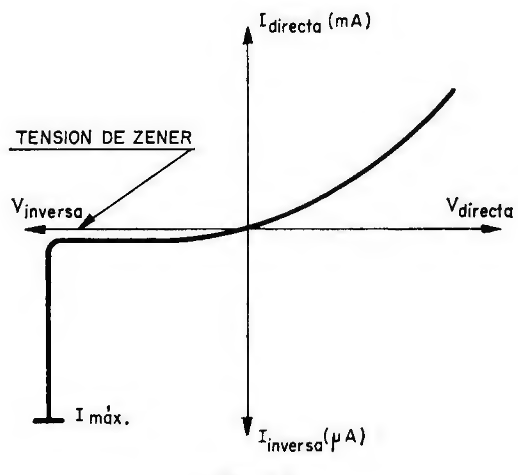


Fig. 4-1

El símbolo del diodo de Zener es parecido al del diodo normal y en la figura 4-2 se presentan dos diferentes que se suelen usar.

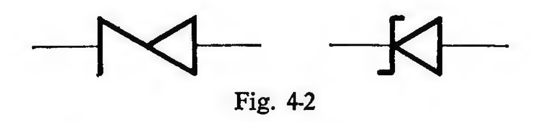


Fig. 4-2

La nomenclatura de los diodos de Zener es la que se explicó en la lección anterior, pero además se suele añadir el dato correspondiente a su tensión de referencia o ruptura. Así, por ejemplo, el

Zener BZY 88/C4V7 significa: B, de silicio; Z, diodo de Zener; Y, de potencia, que en este caso es de 400 mW; 4V7, tensión de referencia 4,7 V; C, tolerancia del ± 5 % sobre la tensión fijada nominalmente de referencia.

La utilización clásica del Zener es la de estabilizar la tensión, según el circuito básico mostrado en la figura 4-3.

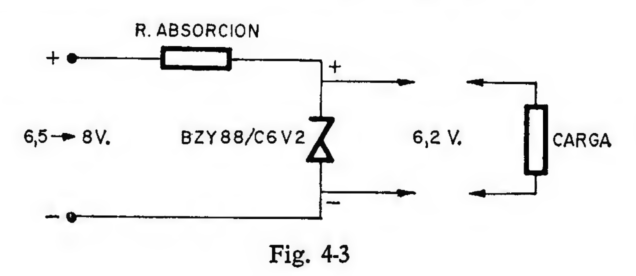


Fig. 4-3

En el ejemplo de la figura 4-3 se dispone de una tensión de 6,5 a 8 V, que se aplican al diodo de Zener en serie con una resistencia de absorción, de forma que el semiconductor quede polarizado inversamente. En estas condiciones el Zener absorbe 6,2 V, que es su tensión de ruptura, y el resto se disipa en calor en la resistencia de absorción. La carga, al colocarla en paralelo con el diodo, siempre quedará polarizada con la tensión de 6,2 V, teniendo en cuenta que la máxima disipación en el semiconductor es de 400 mW, lo cual fija la intensidad máxima que puede pasar por él.

Si en lugar de c.c. se aplica al circuito de la figura anterior c.a. el diodo de Zener limitará a su tensión de referencia la máxima de uno de los semiciclos, concretamente al que lo polariza inversamente, puesto que el otro quedará en casi su totalidad en la resistencia de absorción, ya que ante él el diodo se comporta prácticamente como un conductor, como se representa gráficamente en la figura 4-4.

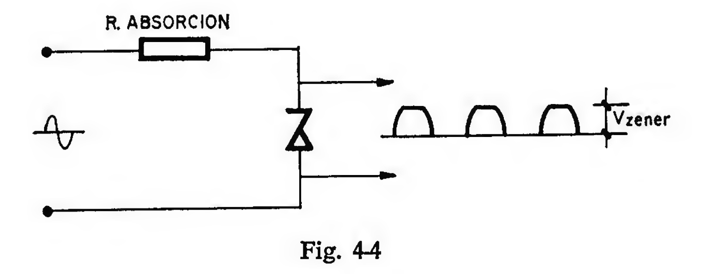


Fig. 4-4

En caso de interesar limitar la amplitud de los dos semiciclos de la c.a. será preciso colocar dos Zener en oposición, que pueden formar un solo componente llamado *tirector*, para que cada uno se encargue de evitar que se sobrepase su tensión de referencia en cada semiciclo, según queda reflejado en la figura 4-5.

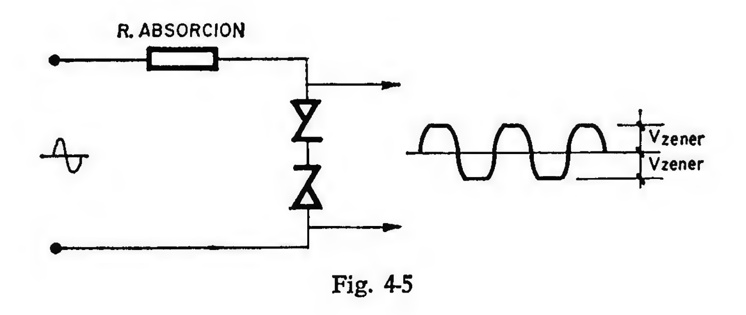


Fig. 4-5

EL VARICAP

Al polarizar inversamente la unión N-P se crea en la zona central una capa aislante y neutra, debida a la recombinación de electrones y huecos en ella, que separa a los dos tipos de semiconductores, dando lugar a una capacidad entre ambos. Las armaduras del condensador ficticio están constituidas por los semiconductores N y P, que soportan la tensión inversa, y el dieléctrico es la zona neutra cuyo espesor es variable con el valor de la polarización externa, como se indica en la figura 4-6.

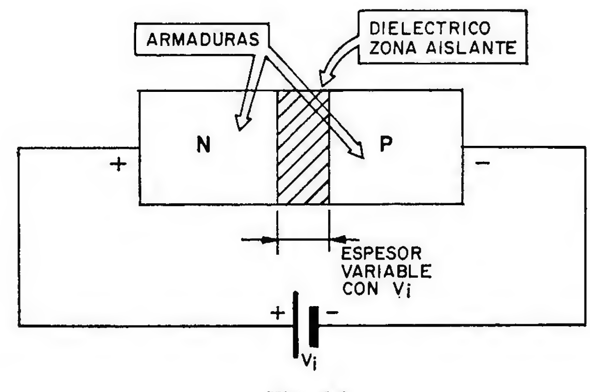


Fig. 4-6

El comportamiento de la unión N-P cuando se polariza inversamente es la de un condensador cuya capacidad depende de la tensión aplicada, por lo que sustituye ventajosamente a los antiguos condensadores variables, en los que mediante movimientos mecánicos se procedía a variar la superficie o espesor entre armaduras para lograr la capacidad adecuada, aunque con poca precisión y utilizando un componente de bastante volumen. En el caso de utilizar una unión N-P como condensador variable, llamado «varicap», basta regular la tensión inversa, que se aplica entre sus extremos con ayuda de un potenciómetro, para modificar la capacidad de forma muy exacta y ocupando el mínimo espacio. En la figura 4-7 se muestra un varicap y un circuito básico para obtener una capacidad variable.

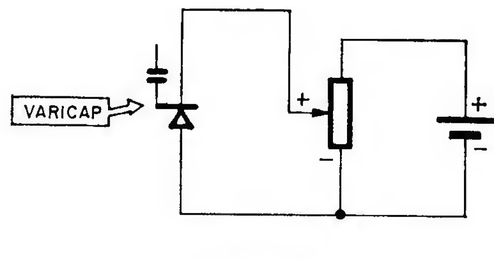


Fig. 4-7

Modernamente el uso del varicap se ha extendido en todo tipo de circuitos electrónicos y muy en especial en radio y televisión, donde constituye el elemento fundamental de las etapas de sintonía.

OTROS TIPOS DE DIODOS SEMICONDUCTORES

Además del diodo de Zener y el varicap, la unión N-P presenta otras propiedades que dan lugar a diversos tipos de componentes que se describen brevemente a continuación.

El «diodo de túnel» o «diodo de Esaki», fabricado con una proporción de impurezas característica, presenta una curva de respuesta en la que existe una zona de comportamiento inverso, en que la intensidad que circula por él disminuye a medida que aumenta la tensión directa que se le aplica, quedando limitada esta parte de la curva característica por dos puntos que reciben los nombres de «pico» y «valle», como queda reflejado gráficamente en la figura 4-8.

El uso del diodo de túnel está restringido en líneas generales a circuitos limitadores de magnitudes o de disparo, así como a generadores de c.a. de alta frecuencia.

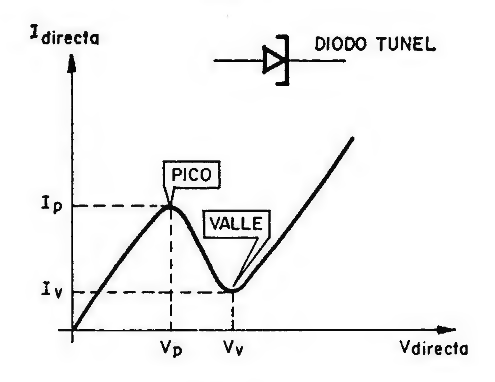


Fig. 4-8

La resistencia interna del germanio se modifica proporcionalmente a la cantidad de luz que incida en él. Aprovechando esta circunstancia, una unión N-P se utiliza como el elemento sensible para la medida del flujo luminoso, de forma que concentrando en la unión los rayos de luz con una lente, independientemente de la tensión con la que se haya polarizado, la intensidad de electrones que circula por ella depende del flujo luminoso, que aumenta la energía de los electrones y la cantidad de roturas de enlaces covalentes. Este dispositivo recibe el nombre de «fotodiodo» o «diodo fotoeléctrico», y su símbolo muy parecido al diodo convencional dispone de unas flechas que representan la influencia de la luz. Ver figura 4-9.

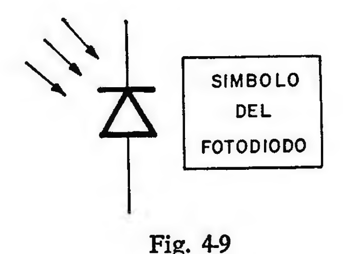


Fig. 4-9

Por último, conviene citar un tipo denominado diodo emisor de luz (LED) que por un proceso conocido como electroluminis-

cencia transforma la energía eléctrica en luminosa. El proceso mencionado consta de dos fases: comienza con un aumento del nivel energético de los electrones o huecos presentes en el semiconductor y termina con una conversión en energía fotónica o luz del incremento de la energía eléctrica. En la actualidad, dado el desarrollo de este tipo de diodos, existen modelos que proporcionan una relación tensión/luz con un coste notablemente inferior a las lámparas de incandescencia.

APLICACIONES GENERALES DE LOS DIODOS SEMICONDUCTORES

La aplicación universal del diodo es la rectificación, que es una fase para la conversión de la c.a. en c.c. Mediante el diodo sólo se deja circular la corriente en un sentido, o sea, durante un semiciclo, convirtiendo la c.a. en corriente pulsatoria simple, como se refleja en la figura 4-10.

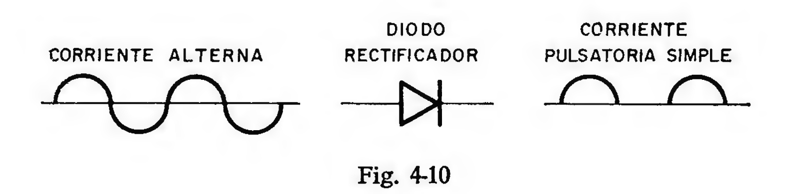


Fig. 4-10

Para la consecución definitiva de la c.c., además de la rectificación por parte del diodo, se precisa también un filtro, que básicamente lo constituye un condensador, dando lugar, como se muestra en la figura 4-11, a una fuente de alimentación suministradora de c.c.

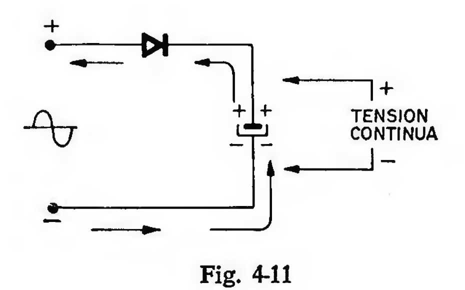


Fig. 4-11

Las flechas dibujadas en la figura 4-11 indican la única posibilidad de paso de la corriente, que sucede durante el semiciclo que polariza positivamente el borne superior de entrada y negativamente el inferior. El condensador se va cargando en cada uno de los semiciclos en que el diodo permite el paso de corriente, hasta alcanzar la tensión de pico con la polaridad que muestra la figura y manteniéndola, ya que, al impedir el diodo la circulación de electrones en sentido contrario, el condensador de filtro no se puede descargar. Sólo cuando se conecta en paralelo con el condensador una carga a la que hay que alimentar con c.c. el condensador se descarga a través de ella, produciendo unos altibajos en la tensión de salida que provocan un «zumbido» perjudicial junto con la tensión que se suministra, por lo que detrás del condensador se colocan nuevos componentes que reducen dicho zumbido, tales como los que forman el filtro en π *R-C* presentado en la figura 4-12, cuya actuación se explicó en el tomo 2 de esta obra.

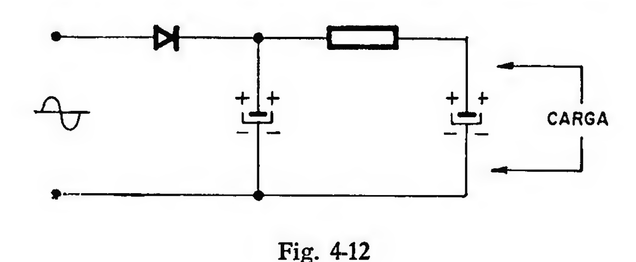


Fig. 4-12

También se comentó en el tomo 2 un circuito con un doble diodo y un transformador de toma media, que servía para transformar la c.a. en corriente pulsatoria doble. Como el transformador tenía ambos extremos con tensiones de signos opuestos, y como cada uno polarizaba un diodo, si la corriente durante cada semiciclo no pasaba por un diodo lo hacía por el otro, en tal sentido en ambos que el condensador de filtro se cargaba siempre con igual polarización. La figura 4-13 muestra la actuación de los diodos en cada semiciclo, así como las corrientes de carga del condensador.

Dado que el transformador con toma media es un elemento caro, pesado y voluminoso, existe un circuito, denominado «puente de Graetz», que también rectifica en doble onda la c.a., pero sin utilizar transformador y sí en cambio cuatro diodos. La disposición de los diodos, mostrada en la figura 4-14, obliga a la corriente electrónica a circular de forma que en los dos semiciclos el condensador de filtro se cargue en el mismo sentido.

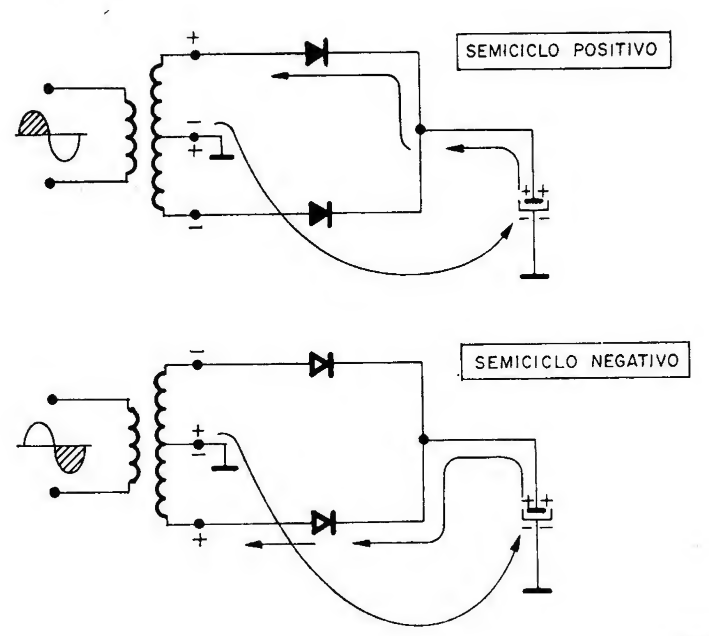


Fig. 4-13

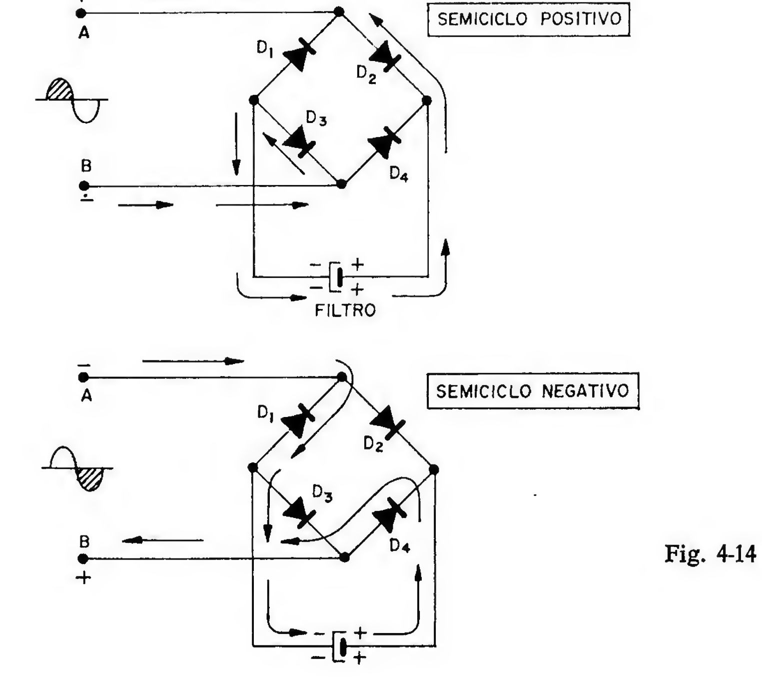


Fig. 4-14

Mientras que durante el semiciclo positivo los electrones salen por el borne negativo *B*, pasan por D_3, cargan el condensador y finalmente por D_2 llegan al borne positivo *A*, en el otro semiciclo salen de *A*, pasan por D_1, por el condensador, y por D_4 llegan a *B*. Durante los dos semiciclos se carga de igual forma el condensador de filtro, haciendo utilísimo este circuito, dados el costo y el espacio reducido que representa el incremento de los diodos comparado con el transformador de toma media al que sustituyen.

Si, como es frecuente en los circuitos transistorizados, se desea estabilizar la tensión de salida, se coloca detrás de la sección de filtro un diodo de Zener con su resistencia de absorción, que servirá para que entre sus extremos exista siempre su tensión de ruptura, aunque se produzcan alteraciones en el voltaje del condensador de salida, bien provocadas por variaciones de la tensión de entrada o por el consumo de la carga, quedando dibujada en la figura 4-15 este tipo de fuente de alto interés práctico.

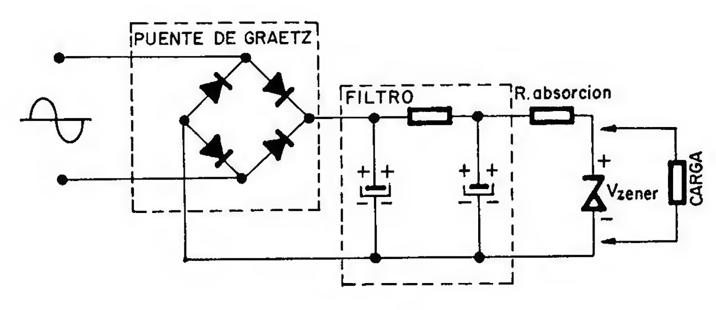


Fig. 4-15

Si bien el diodo sólo se usa como rectificador de la c.a., además de su aplicación en las fuentes de alimentación encargadas de la transformación de c.a. y suministro de c.c., también es utilizado en los detectores de A.M. que transforman la A.F. en B.F. y en otras aplicaciones similares, por lo que para cada caso habrá que elegir el tipo que reúna las características de trabajo a las que se someterá: tensión máxima, corriente directa e inversa admisibles, frecuencia de trabajo, disipación, etc. El empleo de los diodos es muy vasto en el campo de los circuitos integrados, así como en los computadores.

EJERCICIOS DE LA LECCION 4.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. El diodo de Zener se comporta como una unión N-P, pero:

a) Sólo puede funcionar cuando se polariza inversamente.
b) Cuando se polariza inversamente con una tensión superior a la de ruptura, mantiene ésta hasta un máximo de corriente.
c) La tensión de ruptura nunca destruye la unión.

2.ª PREGUNTA. Los diodos de Zener se emplean:

a) Para estabilizar o limitar las tensiones inversas que se les aplican.
b) Para estabilizar o limitar las tensiones directas que se les aplican.
c) Para rectificar la c.a.

3.ª PREGUNTA. El tirector es un componente formado:

a) Por dos varicap en paralelo.
b) Por dos diodos de túnel en oposición.
c) Por dos diodos de Zener en oposición.

4.ª PREGUNTA. La capacidad de un diodo varicap se altera:

a) Al variar su polarización directa.
b) Al variar su polarización inversa.
c) Al variar la resistencia que se le coloca en serie con él.

5.ª PREGUNTA. El diodo de túnel:

a) Se comporta de forma contraria a la unión N-P al polarizarlo inversamente.
b) Se comporta de forma contraria a la unión N-P al polarizarlo directamente.
c) Se comporta de forma contraria a la unión N-P al polarizarlo directamente sólo en cierta zona de su curva característica.

6.ª PREGUNTA. Un fotodiodo:

a) Conduce una corriente proporcional a la tensión aplicada.
b) Conduce una corriente proporcional al flujo luminoso que incide en él.
c) La luz que incide en él altera la tensión existente entre sus extremos.

7.ª PREGUNTA. La ventaja que presenta el puente de Graetz consiste en:

a) Se utilizan menos diodos para la rectificación de la c.a.
b) Se elimina el transformador de toma media.
c) Se consigue una c.c. más perfecta.

LECCION 5

CONSTITUCION Y FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR

UTILIZACION DE LA UNION N-P

La actuación de la mayoría de los semiconductores deriva de las propiedades y comportamiento de la unión N-P. Así, el transistor está constituido básicamente por dos uniones N-P.

Cuando la unión N-P se polariza directamente se comporta como elemento de baja resistencia y deja pasar mucha corriente, debido a la recombinación de los portadores mayoritarios de las dos zonas, según la figura 5-1.

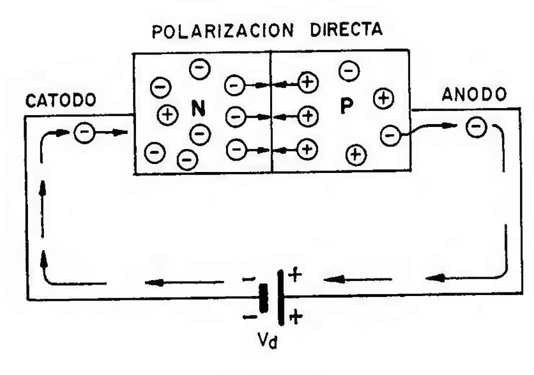


Fig. 5-1

Al polarizar inversamente la unión N-P se produce una débil corriente, casi insignificante, originada por la recombinación de los portadores minoritarios de ambas zonas (ver figura 5-2).

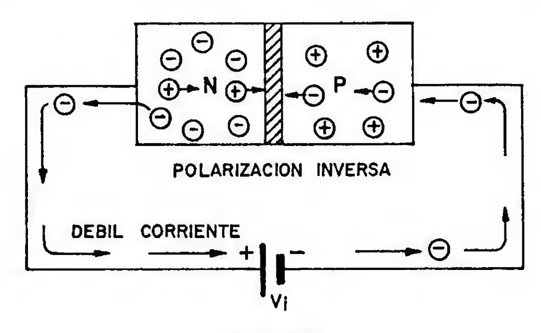


Fig. 5-2

En las condiciones de la figura 5-2, para alcanzar una circulación importante de corriente es preciso que la zona P aumente considerablemente la cantidad de electrones que posee para poderlos suministrar a la zona N en proporción adecuada; como los electrones son portadores minoritarios de la zona P, la única posibilidad de aumentar el contenido de los mismos sería inyectarlos desde el exterior, como se representa gráficamente en la figura 5-3.

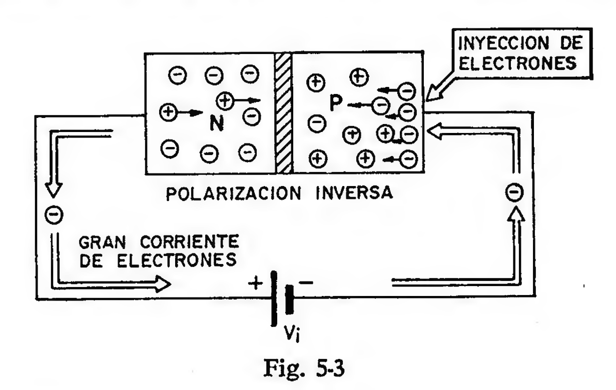


Fig. 5-3

También añadiendo huecos a la zona N se conseguirá una corriente importante en el circuito de la unión N-P polarizado inversamente, puesto que la zona P estará en condiciones de ceder gran cantidad de huecos hacia el polo negativo, al mismo tiempo que se los recompensa la zona N. Este supuesto se plantea gráfica-

mente en la figura 5-4, pero ha de tenerse en cuenta que cuando se hable de corriente de huecos lo que verdaderamente sucede es que circula una corriente de electrones en sentido contrario.

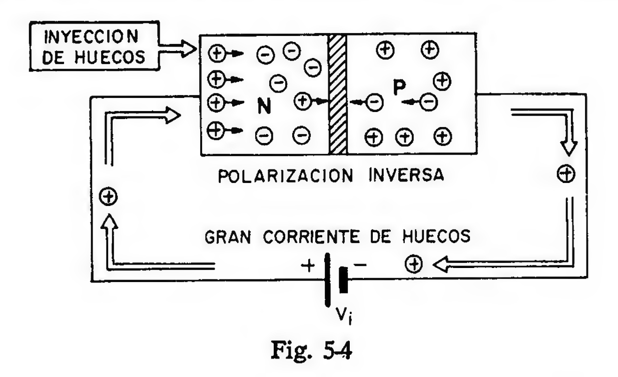


Fig. 5-4

> *RESUMEN:* Para conseguir corrientes importantes de portadores al polarizar inversamente la unión N-P, es preciso la inyección de electrones a la zona P, o de huecos a la zona N.

FORMACION DEL TRANSISTOR NPN

La idea básica del transitor parte de la consecución de una importante corriente de portadores a través de la unión N-P, con ésta polarizada inversamente, por medio de la inyección de portadores minoritarios en una de las dos zonas, formando otra nueva unión N-P, pero en este caso polarizada directamente.

Uno de los dos tipos de transistor que existen es el NPN, en el que para conseguir la elevada corriente en una unión N-P polarizada inversamente se inyectan desde el exterior electrones a la zona P, según la figura 5-5.

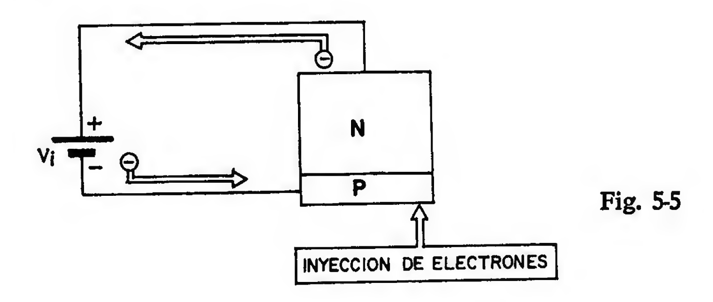


Fig. 5-5

Para la obtención de los electrones que se han de introducir en la zona P se forma con ella otra unión N-P, añadiendo una zona N nueva, a la cual se le proporciona una polarización directa que produce un gran paso de electrones a la zona P. La figura 5-6 muestra el transistor NPN, con sus dos uniones polarizadas inversa y directamente.

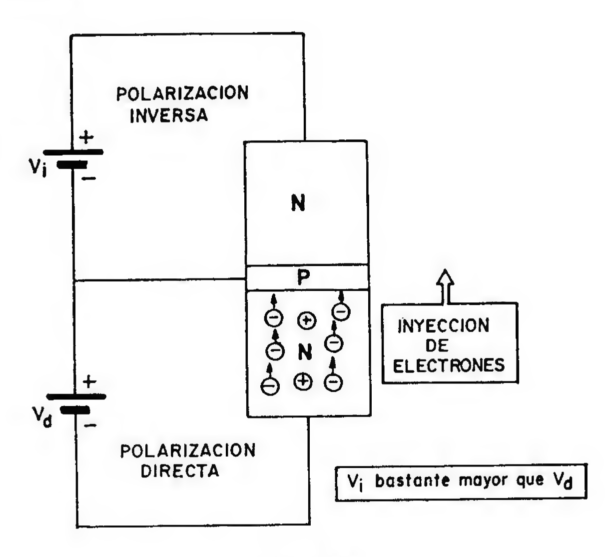


Fig. 5-6

A la vista de la figura 5-6 se plantean dos interrogantes:

1.ª) ¿Por qué los electrones que pasan de la zona N inferior a la P no cierran circuito a través de V_d?

2.ª) ¿Por qué la zona P central se ha dibujado reiteradamente tan estrecha?

Ambas preguntas están relacionadas entre sí, ya que los electrones inyectados en la zona P, en su mayor parte continúan hacia la zona N superior y sólo un porcentaje del orden del 4 % o inferior se dirigen hacia V_d, debido, en primer lugar, a la estrechez de la zona P, que sólo presenta una gran superficie de paso hacia la zona N y muy pequeña hacia V_d y, en segundo, porque la fuerte tensión V_i, mucho mayor que V_d, atrae intensamente a los electrones que recibe el semiconductor central. Suponiendo que el porcentaje de electrones que circula por la zona P sea del 4 %, la figura 5-7 refleja las magnitudes de las corrientes de los electrodos.

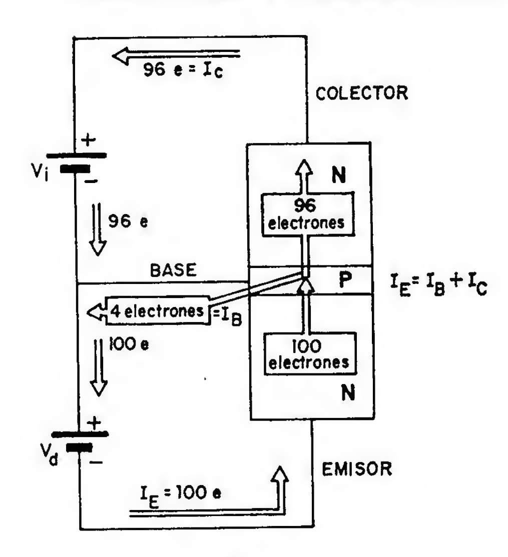


Fig. 5-7

Se ha conseguido producir una corriente importante a través de una unión N-P polarizada inversamente partiendo de una pequeña potencia disipada en una unión polarizada directamente, en la que la tensión, la corriente y la resistencia interna son escasas.

La zona N inferior, encargada de suministrar los electrones, recibe el nombre de *emisor*; la zona P central el de *base* y la zona N superior se llama *colector*.

A este tipo de transistores se les llama «bipolares» porque tienen polarización directa e inversa para producir el desplazamiento de portadores mayoritarios y minoritarios.

FORMACION DEL TRANSISTOR PNP

Siguiendo el mismo proceso que el comentado con el transistor NPN, se trata en este caso de inyectar huecos a una unión N-P polarizada inversamente. En la figura 5-8 la unión N-P superior está polarizada inversamente y a su zona N se le inyectan portadores minoritarios o huecos por medio de la unión N-P inferior, polarizada directamente.

Dada la estrechez de la base y la alta polarización negativa de la zona P superior o colector, de los 100 huecos que se supone pasan la primera unión N-P, polarizada directamente, la mayoría,

96, se dirigen al colector y el resto pasan a la base. La única diferencia del transistor PNP respecto al NPN consiste en que los portadores móviles del primero son huecos, debiendo considerar que al ser éstos entes inexistentes, en realidad las corrientes de huecos mostradas en la figura 5-8 serán corrientes de electrones como se han dibujado en la figura 5-9.

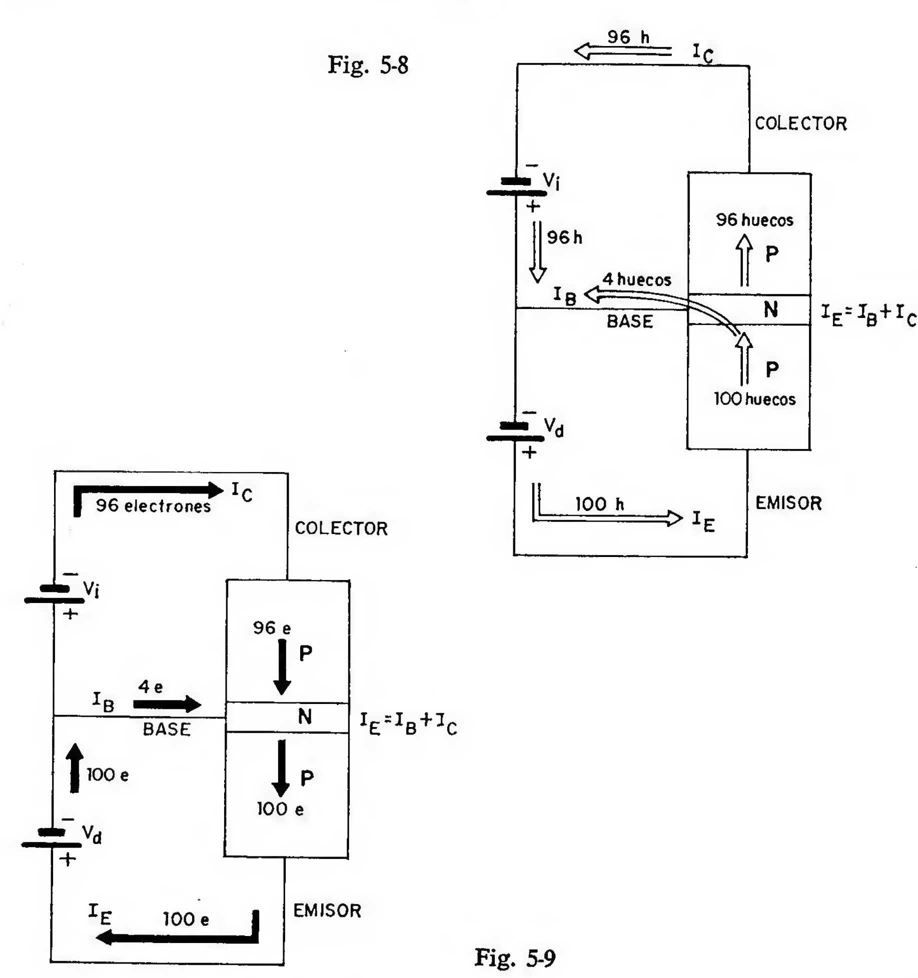


Fig. 5-8

Fig. 5-9

En general, la tensión inversa entre base y colector varía de 1,5 a 30 V, mientras que la directa entre emisor y base varía entre 0,2 y 0,5 V para el Ge y entre 0,5 y 0,8 V para el Si.

EFECTO TRANSISTOR

Tanto en el tipo NPN como en el PNP, el transistor consiste en dos uniones N-P, que se comportan como diodos semiconductores, una de las cuales está inversamente polarizada. Se consigue que circule por ella una gran intensidad polarizando directamente, pero con un valor muy inferior, $V_d \ll V_i$, la otra unión y haciendo circular por ella una debilísima corriente. El efecto transistor es tanto más patente cuanto menos intensidad circula por la base, es decir, cuanto menor porcentaje de I_E se desvíe por la base, dando origen a I_B. Téngase en cuenta que siempre se cumple $I_E = I_B + I_C$.

La figura 5-10 muestra el comportamiento de los dos tipos de transistores, asemejando cada uno a las dos uniones N-P.

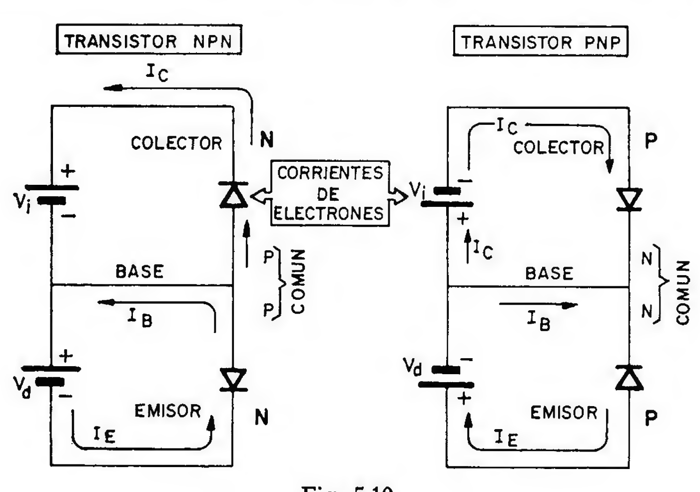


Fig. 5-10

La potencia desarrollada en la salida del transistor, que es el colector, es grande ($I^2 \cdot R$), por pasar una intensidad importante por un circuito de gran resistencia interna (está polarizada la unión base-colector inversamente), mientras que para conseguir este resultado sólo ha sido preciso hacer circular una débil intensidad por el circuito de entrada, o sea, entre base y emisor, que posee una pequeña resistencia interna y la potencia que consume es despreciable. De aquí se desprende que el valor de V_d es muy inferior al de V_i.

SIMBOLOS Y POLARIZACIONES DE LOS TRANSISTORES

El símbolo gráfico con el que se representan los dos tipos de transistores en los esquemas se muestran en la figura 5-11. Obsérvese que la única diferencia entre ambos símbolos estriba en que el electrodo de emisor tiene una flecha que se dirige hacia fuera en el tipo NPN (NO PENETRA) y hacia dentro en el PNP (PENETRA).

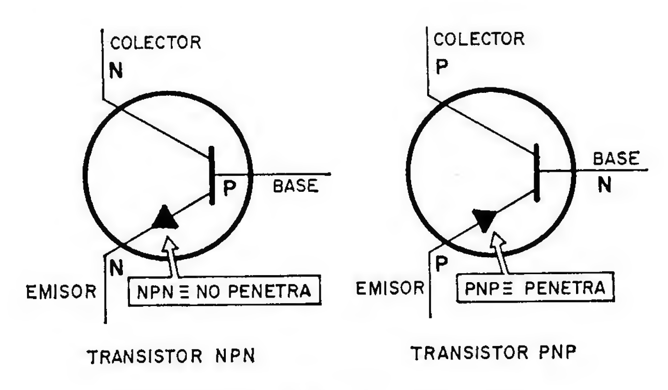


Fig. 5-11

Para lograr el denominado efecto transistor, ya explicado, precisan los dos tipos una polarización externa inversa entre base y colector, y otra directa entre emisor y base, por lo que las polarizaciones que requieren el transistor NPN y el PNP son opuestas, como queda reflejado en la figura 5-12.

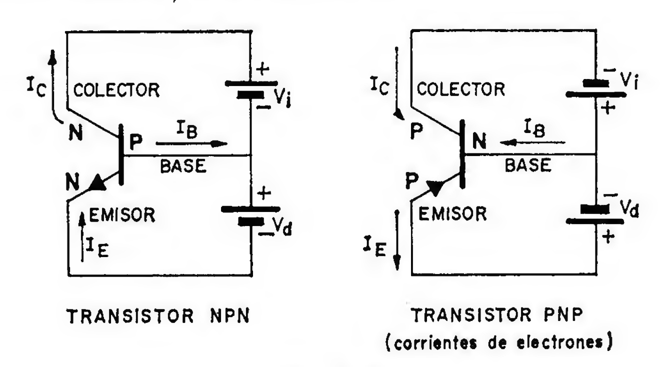


Fig. 5-12

LA VALVULA Y EL TRANSISTOR

El transistor realiza una función equivalente a la de una válvula amplificadora, como puede serlo una triodo, y, aunque su estructura interna es completamente diferente, se aprecia una semejanza entre los electrodos de la válvula y los del transistor. Así, por ejemplo, el cátodo que emite los electrones en la válvula se asemeja al emisor del transistor, aunque en este último la emisión no se realiza termiónicamente; la rejilla de control ejerce una misión de gobierno del paso de los electrones, al igual que la polarización directa de la base del transistor determinará el valor de la corriente que irá al colector; finalmente, tanto el ánodo como el colector son los electrodos de salida por los que circula la corriente que se suministra a la carga (ver figura 5-13).

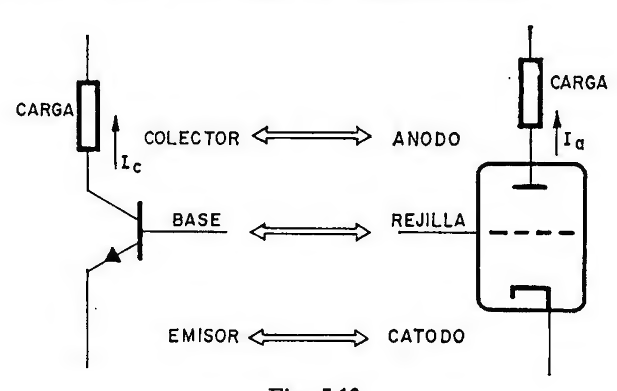


Fig. 5-13

El circuito de entrada del transistor (base-emisor), que regula la corriente de salida por el colector, está polarizado directamente, por lo que la impedancia de entrada de un circuito de transistor es baja, al contrario que en la válvula de vacío, que al estar polarizada la rejilla de control negativamente, su impedancia de entrada es alta. Esta diferencia proporciona una ventaja a la válvula, porque el consumo de corriente en su rejilla es prácticamente nulo, dada su elevada resistencia.

Abundando en las ventajas que presentan los semiconductores, respecto a las válvulas, ya discutidas en la 3.ª lección, se recuerda que entre las más importantes están:

1.ª) Menor volumen y peso.

2.ª) Menor coste.

3.ª) Duración ilimitada.

4.ª) Funcionamiento inmediato, sin precisar tiempo de espera para caldeo de filamentos.

5.ª) Sin filamentos.

6.ª) No precisan zócalo para su montaje.

7.ª) Estructura sólida, resistente y compacta.

8.ª) Menor número de patillas de conexión.

9.ª) Precisan tensiones de trabajo mucho más bajas.

En cuanto a los inconvenientes de los semiconductores en general sólo hay que destacar su sensibilidad a las variaciones de temperatura, que supone un aumento de la agitación térmica en la estructura atómica de las zonas N y P, con lo que las concentraciones de portadores varían y, por tanto, también las corrientes que se producen.

EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR

El efecto transistor ya estudiado puede utilizarse para formar un circuito amplificador como el de una válvula de vacío, en el

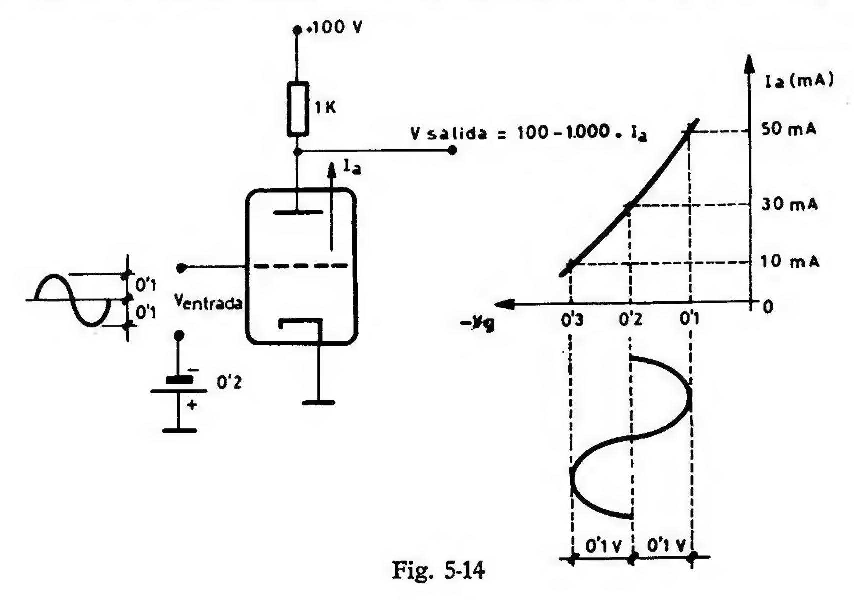


Fig. 5-14

que las variaciones de la corriente que circula por el ánodo, provocadas por las de tensión de rejilla, al atravesar la resistencia de carga se transforman en ella en variaciones de tensión mucho mayores que las aplicadas a la rejilla de control. El esquema de funcionamiento del amplificador de triodo, con su curva característica y una señal de entrada, se presenta en la figura 5-14.

Para calcular la amplificación del circuito de la figura 5-14, se averigua la tensión correspondiente en la salida para dos tensiones de entrada.

Si $V_{entrada} = -0{,}1$ V, $I_a = 50$ mA, $V_{salida} = 100 - 1.000 \times 0{,}05 = 50$ V
Si $V_{entrada} = -0{,}3$ V, $I_a = 10$ mA; $V_{salida} = 100 - 1.000 \times 0{,}01 = 90$ V

De donde se deduce que con una variación de tensión de entrada de $-0{,}1 - (-0{,}3) = 0{,}2$ V se ha producido otra en la salida de $50 - 90 = -40$ V, por lo que la amplificación será:

$$A = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} = \frac{50 - 90}{0{,}3 - 0{,}1} = \frac{-40}{0{,}2} = -200$$

El signo menos que aparece en la amplificación es consecuencia de que las variaciones de las tensiones de entrada y salida son opuestas, es decir, cuando la tensión de entrada sube la de salida baja, y viceversa: están desfasadas 180° como lo muestra la figura 5-15, referente al ejemplo anterior.

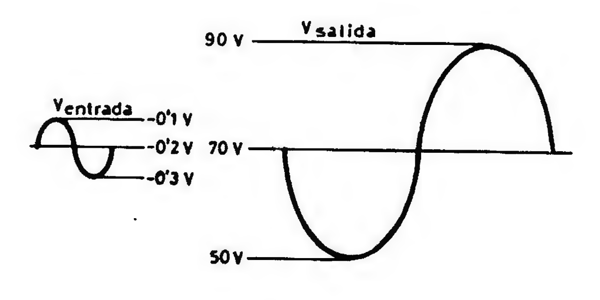


Fig. 5-15

En el caso del transistor también hay que conocer la curva que refleja las intensidades de salida por el colector, según las polari-

zaciones aplicadas entre base y emisor. En la figura 5-16 se presenta un ejemplo de un transistor que actúa como amplificador, con su curva característica V_{BE}/I_C al lado, en la que, como es lógico, la corriente de colector I_C aumenta con la tensión de entrada V_{BE}, que polariza directamente al transistor.

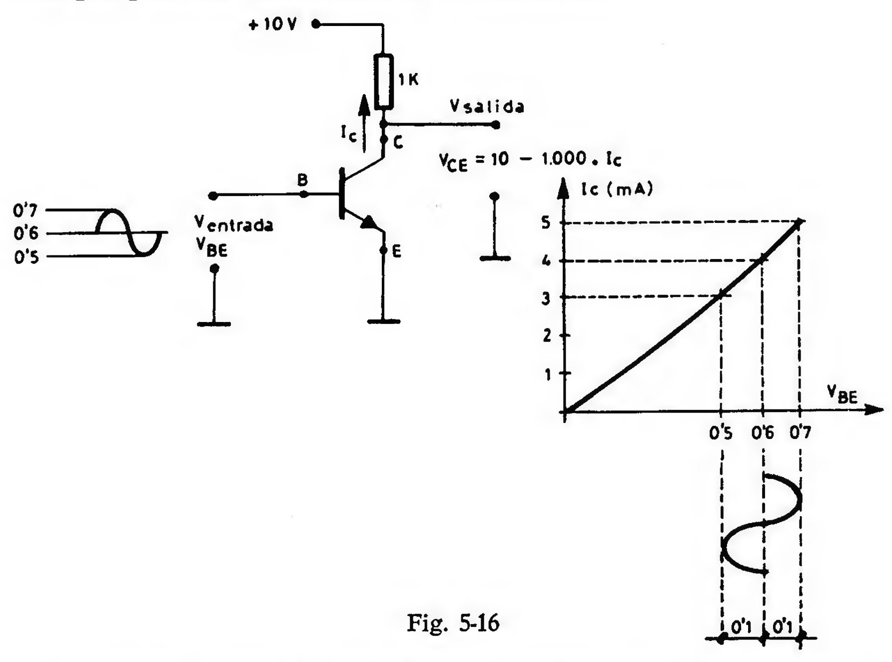


Fig. 5-16

Como en el ejemplo de la válvula, calcularemos la amplificación obteniendo dos tensiones de salida para sus correspondientes de entrada.

Si $V_{BE} = 0{,}5$ V, $I_C = 3$ mA, $V_{CE} = 10 - 1.000 \times 0{,}003 = 7$ V
Si $V_{BE} = 0{,}7$ V, $I_C = 5$ mA, $V_{CE} = 10 - 1.000 \times 0{,}005 = 5$ V

El valor de la amplificación será:

$$A = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} = \frac{5 - 7}{0{,}7 - 0{,}5} = \frac{-2}{0{,}2} = -10$$

Por lo tanto, el circuito de la figura 5-16 amplifica 10 veces, y, como en el caso de la válvula, la tensión de salida está desfasada 180° con respecto a la de entrada, como se indica en la figura 5-17.

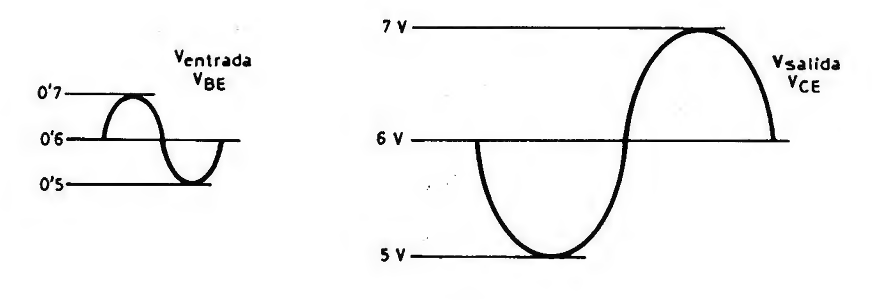


Fig. 5-17

La tensión V_{BE} de entrada del circuito está compuesta por una componente continua de 0,6 V, que se obtiene mediante una polarización externa fija, cuya misión se explicará posteriormente, más una componente alterna de 0,1 V de pico. El esquema práctico al que responderá el circuito del ejemplo analizado es el de la figura 5-18.

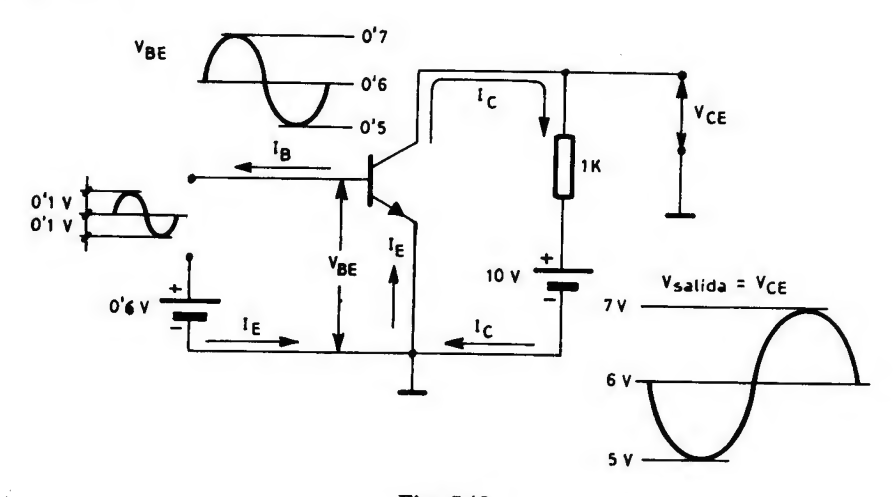


Fig. 5-18

EJERCICIOS DE LA LECCION 5.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. Al polarizar inversamente una unión N-P para conseguir el paso de una elevada corriente:

a) Hay que inyectar huecos a la zona P.
b) Hay que inyectar huecos a la zona N.
c) Hay que inyectar electrones a la zona N.

2.ª PREGUNTA. Un transistor está constituido por dos uniones N-P polarizadas:

a) Ambas inversamente.
b) Ambas directamente.
c) Una inversamente y otra directamente.

3.ª PREGUNTA. La corriente de electrones que circula por la base de un transistor NPN:

a) Es la total que pasa por el transistor.
b) Es del orden de menos de un 4 % de la total.
c) Es del orden de más del 96 % de la total.

4.ª PREGUNTA. La diferencia que identifica el símbolo de un transistor NPN consiste en:

a) Que el colector se representa con una flecha hacia fuera.
b) Que el emisor se representa con una flecha hacia fuera.
c) Que el emisor se representa con una flecha hacia dentro.

5.ª PREGUNTA. El efecto transistor consiste:

a) En hacer pasar una débil corriente por una unión N-P polarizada inversamente.
b) En hacer pasar una débil corriente por una unión N-P polarizada directamente.
c) En pasar una gran corriente por una unión N-P polarizada inversamente, polarizando directamente otra unión.

6.ª PREGUNTA. La temperatura ambiente y de trabajo afecta:

a) Más al transistor.
b) Más a la válvula.
c) A la válvula y al transistor idénticamente.

7.ª PREGUNTA. En el ejemplo de la figura 5-16, la amplificación que lograba el transistor era de 100 veces. ¿Cuánto valdría si la resistencia de carga fuese de 2.000 ohmios?

a) El doble.
b) La mitad.
c) Igual.

LECCION **6**

CURVAS CARACTERISTICAS Y MONTAJES FUNDAMENTALES CON TRANSISTORES

GENERALIDADES

Los parámetros que afectan al funcionamiento del transistor son cuatro: I_B, V_{BE}, I_C y V_{CE}, de los cuales dos están ligados entre sí, concretamente los que forman el circuito de entrada: I_B y V_B. Dichos parámetros se han representado gráficamente en la figura 6-1 correspondiente al circuito básico del transistor.

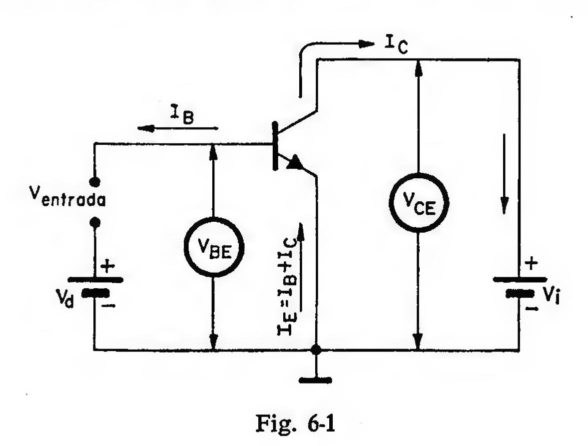


Fig. 6-1

Para representar en un plano, en un sistema de dos coordenadas, los valores de las tres magnitudes del transistor, es necesario mantener una de ellas constante, pues si variasen las tres, únicamente podrían representarse en el espacio, con un sistema de tres coordenadas.

Para lograr varios puntos de las curvas que a continuación se analizan es preciso conectar el transistor de forma que se puedan alterar las polarizaciones de base y de colector, al mismo tiempo que se miden las corrientes que pasan por dichos electrodos. Aunque los fabricantes de semiconductores y los manuales de características proporcionan las curvas de funcionamiento de cada modelo, en la figura 6-2 se presenta un circuito elemental con el que se podrán obtener puntos de dichas curvas, que, al carecer el transistor de resistencia de carga, serán del tipo estático.

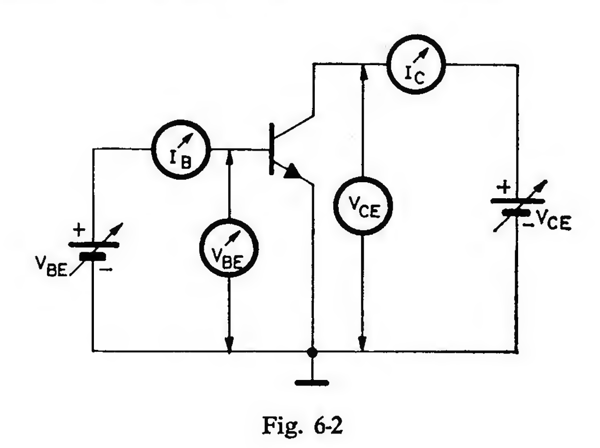


Fig. 6-2

Las curvas obtenidas con estos criterios no son las dinámicas de trabajo real del transistor, pues están sacadas sin colocar ninguna carga, pero servirán para determinarlas posteriormente.

CURVA I_B/V_{BE} PARA V_{CE} CONSTANTE

Relaciona la intensidad I_B, que circula por la entrada del transistor, con la tensión que se aplica en el mismo circuito, V_{BE}, para una tensión constante entre colector y emisor. En realidad estas dos magnitudes que relacionan la curva son proporcionales, pues forman el circuito de una unión N-P polarizada directamente. Por

este motivo, tanto los valores de V_{BE} como los de I_B son muy bajos (figura 6-3).

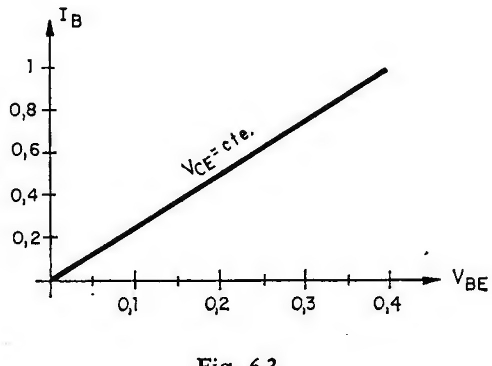


Fig. 6-3

CURVA I_C/V_{BE} PARA V_{CE} CONSTANTE

Sirve para relacionar la intensidad de salida del transistor con la tensión que se aplica a su entrada, manteniendo constante la polarización de colector. Esta curva se ha utilizado en la lección precedente para calcular el valor de la amplificación, lo cual es una incorrección, puesto que en la realidad, al existir una resistencia de carga, V_{CE} varía al hacerlo I_C.

En la figura 6-4 se muestra la forma típica de esta curva, en la que se observa que con variaciones pequeñas de la tensión de entrada V_{BE} se consiguen incrementos importantes en la intensidad de salida I_C.

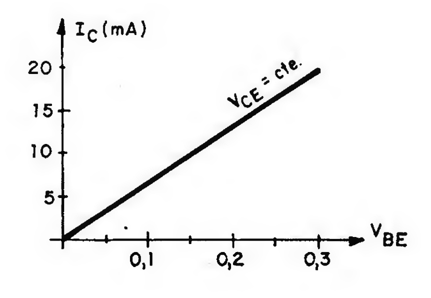


Fig. 6-4

CURVAS I_C/V_{CE}

Son sin duda las más utilizadas para la determinación de los puntos de trabajo del transistor, y sirven para relacionar la intensidad y la tensión del circuito de salida, manteniendo constante I_B en un caso o V_{BE} en el otro, dando lugar a las dos variantes de este tipo de curvas que se presentan en la figura 6-5, para un transistor de Ge, puesto que en los de Si la V_{BE} oscila sobre los 0,6 V.

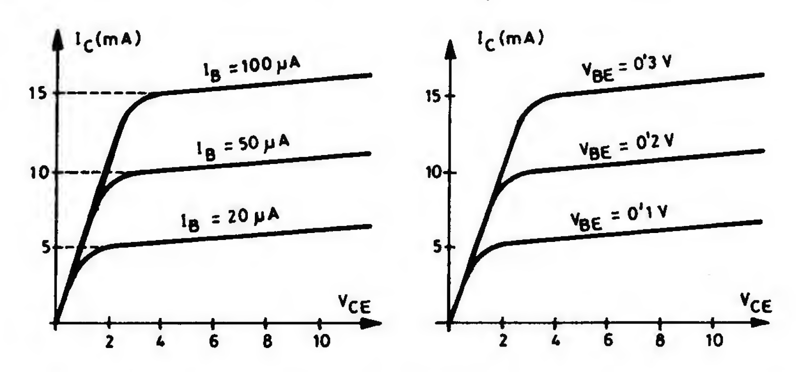


Fig. 6-5

Como la construcción de estas curvas es totalmente teórica, y en la práctica se precisan datos de comportamiento real, existen cuatro parámetros universales que lo definen:

«Resistencia dinámica de entrada con salida en corto, V_{CE} = cte.»

$$r = H_{11} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_{BE}}$$

«Relación entre la tensión de salida y la de entrada, con I_B = cte.»

$$\mu = H_{12} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}}$$

«Conductancia de salida, con V_{BE} = cte.»

$$S = H_{22} = \frac{\Delta I_{CE}}{\Delta V_{CE}}$$

«Relación entre la corriente de salida y la de entrada, con V_{CE} = cte.»

$$\beta = H_{21} = \frac{\Delta I_{CE}}{\Delta I_{BE}}$$

En muchas ocasiones el conjunto de las curvas características mencionado suele venir en un solo gráfico, como el indicado en la figura 6-6, en la que se ha colocado un punto A que se refleja en los cuatro cuadrantes. De esta forma se determinan los cuatro parámetros que definen el comportamiento del transistor en ese punto.

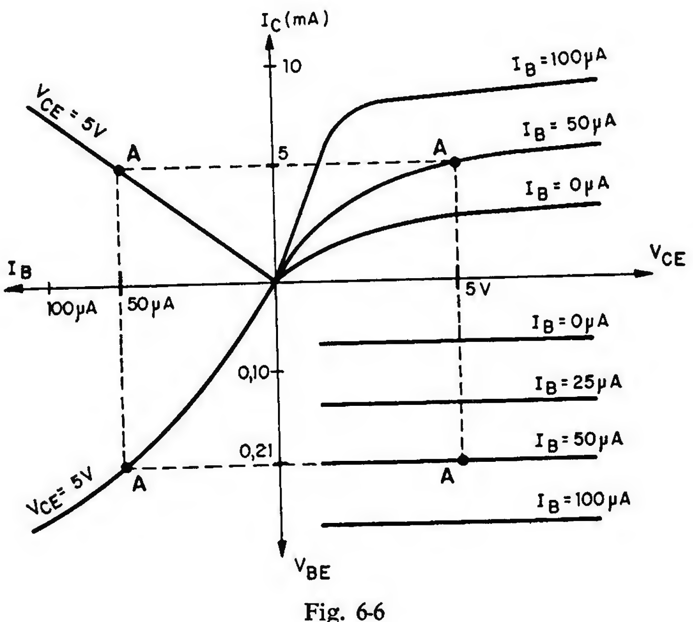


Fig. 6-6

El punto A queda definido al interpretar su posición en los cuatro cuadrantes, con los siguientes parámetros que marcan el funcionamiento del transistor en dicho punto:

PUNTO A: $I_B = 50\ \mu A$; $I_C = 5$ mA; $V_{CE} = 5$ V; $V_{BE} = 0{,}21$ V.

MONTAJES FUNDAMENTALES CON TRANSISTORES

El transistor, igual que la válvula, tiene tres formas de trabajo diferentes, según el conexionado de sus electrodos. Generalmente, uno de los electrodos será el de entrada; otro, el de salida, y, el tercero, el común para los dos anteriores. El circuito más utilizado es el que se ha estado analizando hasta ahora, en el que la base era el electrodo de entrada, el colector el de salida y el emisor el común, que suele mandarse a tierra, por lo que este circuito

recibe el nombre de *emisor común.* Hay otro circuito en el que la base es el electrodo común y un tercero en que lo es el colector, existiendo bastantes diferencias entre las características de los tres.

MONTAJE DE EMISOR COMUN

Como ya se ha dicho, este montaje es el más utilizado y se caracteriza por ser el emisor el electrodo común y la base y el colector, respectivamente, los electrodos de entrada y salida. Tiene gran analogía con el circuito de cátodo común usado normalmente con las válvulas de vacío, en que dicho electrodo está conectado a masa y se aplica la señal de entrada a la rejilla de control, obteniendo la de salida, desfasada 180°, en el ánodo. En la figura 6-7 se muestran los dos circuitos, de transistor y de válvula, que se comentan en esta pregunta.

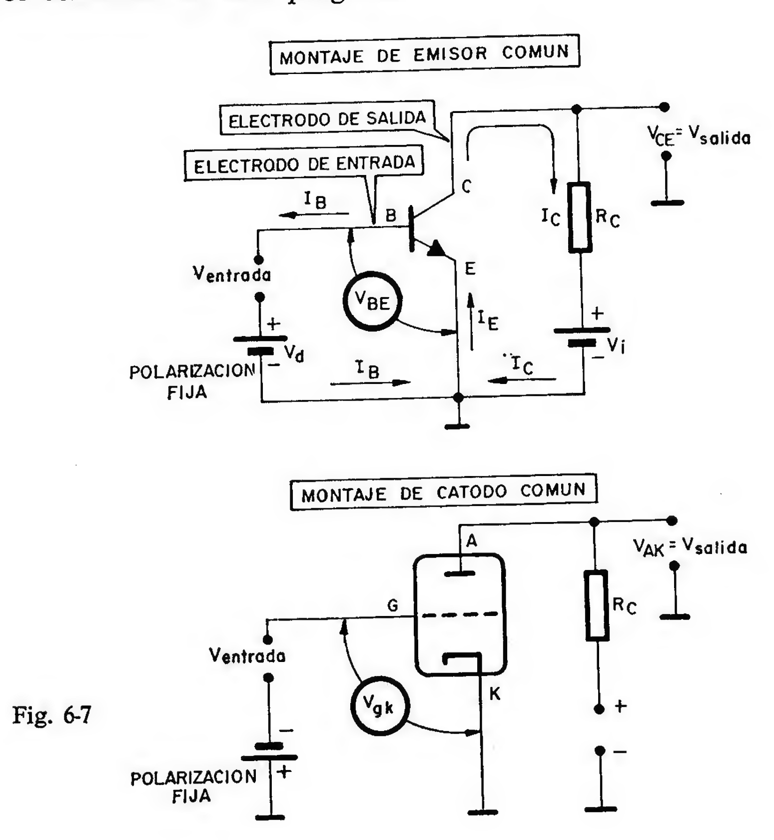


Fig. 6-7

El montaje de emisor común con transistor PNP, en lugar del NPN mostrado en la figura 6-7, es similar, con la única variante de que las polarizaciones directa e inversa, V_d y V_i, son contrarias a las que se muestran en dicha figura.

MONTAJE DE BASE COMUN

En este caso el electrodo común del transistor respecto al de entrada y al de salida es la base. La señal de entrada se aplica al emisor y la de salida al colector. La figura 6-8 presenta el circuito de un transistor PNP con base a masa.

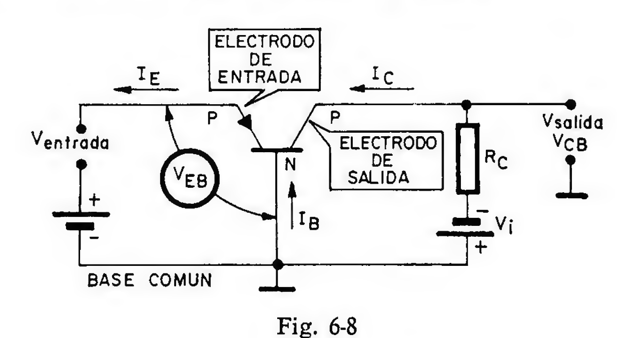


Fig. 6-8

En este montaje la tensión y la intensidad de entrada son V_{BE} e I_E, mientras que las de salida son V_{BC} e I_C. Como se explicó anteriormente, en el caso de ser un transistor NPN, lo único que cambian son las polaridades de las pilas de alimentación. En este montaje las señales de entrada y salida están en fase.

MONTAJE DE COLECTOR COMUN

En este tipo de montaje el electrodo común con el de entrada y el de salida es el colector, siendo la base el de entrada y el

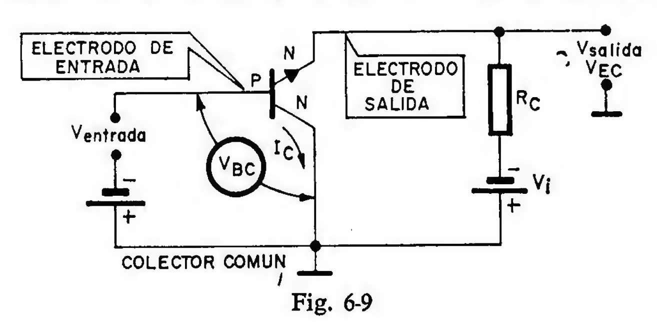


Fig. 6-9

emisor el de salida. La señal de salida está en fase con la de entrada. La figura 6-9 presenta el circuito clásico de colector común con un transistor NPN.

CARACTERISTICAS DE LOS TRES MONTAJES FUNDAMENTALES

A) Impedancia de entrada: Es la resistencia interna que presenta el transistor a la señal de entrada y viene determinada por la fórmula siguiente, que se aplica al caso particular del circuito de emisor común.

$$Z_E = \frac{\Delta V_{ent}}{\Delta I_{ent}} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

Comoquiera que la polarización entre base y emisor es directa, el valor de la impedancia de entrada de este montaje es bajo y comprendido entre los 10 y los 10.000 Ω. Se recomienda estudiar el cuadro de los valores típicos de las magnitudes fundamentales que se expondrá en breve.

B) Impedancia de salida: Es la resistencia interna del transistor entre sus terminales de salida. Para el caso del circuito de emisor común, la fórmula que sirve para hallar su valor es la siguiente:

$$Z_s = \frac{\Delta V_{sal}}{\Delta I_{sal}} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$

C) Amplificación de corriente: Es el cociente entre la intensidad de salida y la de entrada, que en el caso del circuito de emisor común se obtiene de la siguiente forma:

$$\beta = \frac{\Delta I_{sal}}{\Delta I_{ent}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

D) Amplificación de tensión: Es el cociente entre el incremento de la tensión de salida y el correspondiente a la entrada.

$$A_v = \frac{\Delta V_{sal}}{\Delta V_{ent}}$$

E) Amplificación de potencia: Es el cociente entre la potencia de la señal de salida y la de entrada.

$$A_w = \frac{\Delta W_{sal}}{\Delta W_{ent}}$$

A continuación, en el siguiente gráfico, aparecen los valores típicos de estas magnitudes características para los tres tipos de montajes.

MAGNITUD	FÓRMULA	MONTAJE EMISOR COMÚN	MONTAJE BASE COMÚN	MONTAJE COLECTOR COMÚN
Impedancia de entrada .	$Z_E = \frac{\Delta V_{ent}}{\Delta I_{ent}}$	$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = 10\text{-}10.000$	$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E} = 10\text{-}100$	$\frac{\Delta V_{BC}}{\Delta I_B} = 100K\text{-}1M$
Impedancia de salida ...	$Z_S = \frac{\Delta V_{sal}}{\Delta I_{sal}}$	$\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = 10K\text{-}100K$	$\frac{\Delta V_{BC}}{\Delta I_C} = 500K\text{-}1M$	$\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_B} = 50\text{-}500$
Amplificación de corriente	$\frac{\Delta I_{sal}}{\Delta I_{ent}}$	$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = 100\text{-}1.000$	$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} < 1$	$\gamma = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = 10\text{-}100$
Amplificación de tensión.	$A_V = \frac{\Delta V_{sal}}{\Delta V_{ent}}$	$\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}} = 100\text{-}1.000$	$\frac{\Delta V_{CB}}{\Delta V_{EB}} = 500\text{-}5.000$	$\frac{\Delta V_{EC}}{\Delta V_{BC}} < 1$
Amplificación de potencia	$A_W = \frac{\Delta W_{sal}}{\Delta W_{ent}}$	$\frac{\Delta W_C}{\Delta W_B} = 1.000\text{-}10.000$	$\frac{\Delta W_C}{\Delta W_E} = 100\text{-}1.000$	$\frac{\Delta W_E}{\Delta W_B} = 10\text{-}100$

Del análisis de las diferencias entre las características de los tres montajes se deducen sus posibilidades y aplicaciones.

Dado que el montaje de emisor común reúne las características medias más aceptables, tanto en amplificación de corriente como de tensión; la potencia que se logra es máxima, así como también es muy interesante el mínimo desnivel entre las impedancias de entrada y salida, que facilita los acoplos entre etapas. Por todo ello éste es el circuito más usado. El montaje de base común tiene una aplicación especial en circuitos que amplifican frecuencias elevadas; el de colector común se emplea frecuentemente como adaptador de impedancias, puesto que su impedancia de entrada es muy elevada comparada con la de salida.

LECCION 7

ANALISIS DEL CIRCUITO DE UN TRANSISTOR

GENERALIDADES

Para el funcionamiento del transistor en su forma típica, en montaje de emisor común, precisa un circuito que resuelva los siguientes puntos:

A) Una resistencia en el colector que actúe como carga y defina los puntos de trabajo del transistor.

B) Una tensión adecuada y alta para polarizar inversamente colector y emisor.

C) Una pequeña tensión que polarice directamente la base y que se añada a la señal variable de entrada.

D) Un circuito que estabilice el funcionamiento del transistor ante las lógicas variaciones de temperatura ambientales o debidas a la disipación de calor por el semiconductor.

Como la resistencia de carga define los puntos de trabajo del transistor y, por tanto, el valor de la amplificación, se analiza en primer lugar, tomando como base el circuito de la figura 7-1.

Como ya se explicó en otra lección, la amplificación del transistor se logra aplicando una pequeña señal, V_e, al circuito de la figura 7-1, que produce unas variaciones de I_C, la cual, al pasar por R_C provoca una caída de tensión tanto mayor cuanto mayor sea dicha resistencia. La tensión de salida V_{CE} es igual a la fija de

alimentación V_i menos la caída en R_C. De este planteamiento inicial ya se puede deducir que la amplificación es directamente proporcional al valor de la resistencia de carga.

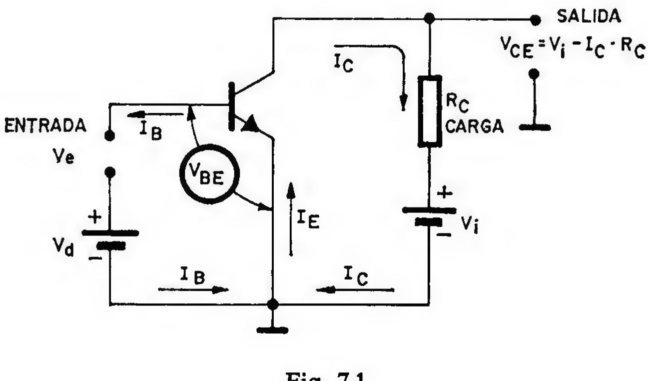


Fig. 7-1

CONSTRUCCION DE LA RECTA DE CARGA

Colocada una determinada resistencia de carga a un transistor, si se trasladan todos los posibles puntos de trabajo del mismo a un gráfico cuyas coordenadas sean I_C/V_{CE}, definen una recta, que recibe el nombre de *recta de carga* y que es diferente para cada valor de R_C. Para comprender mejor el significado y la construcción de la recta de carga se muestra el circuito práctico de la figura 7-2.

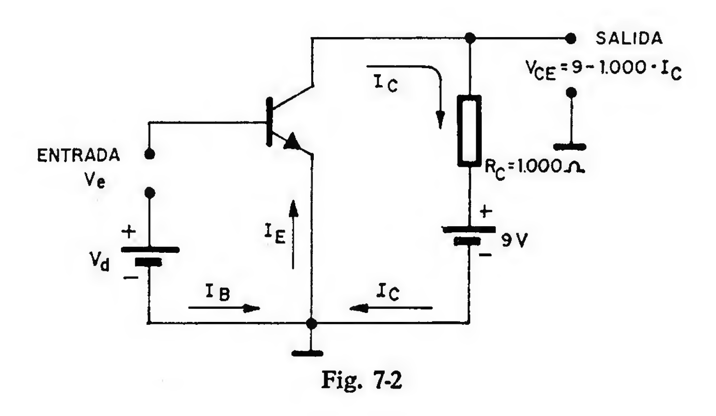


Fig. 7-2

Según se ha dicho ya, todos los puntos de trabajo del circuito de salida definidos por los valores I_C y V_{CE} están en una recta; por tanto, averiguando dos de ellos quedará definida la recta.

Un punto de trabajo puede ser el que suponga que el transistor no conduce y por tanto $I_C = 0$, con lo que para hallar V_{CE} se aplica la fórmula expresada en la figura 7-2.

$$V_{CE} = 9 - 1.000 \cdot I_C = 9 - 1.000 \times 0 = 9 \text{ V}$$

Ya se puede dibujar un punto de la recta de carga: el definido por $I_C = 0$ y $V_{CE} = 9$ V, que se designa por A y se ha dibujado en la figura 7-3.

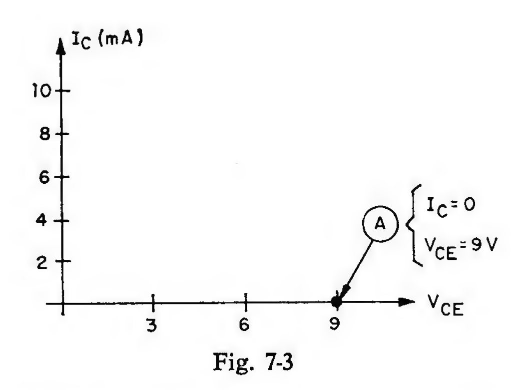


Fig. 7-3

Para conocer otro punto de trabajo del transistor se puede suponer otro valor cualquiera de I_C y hallar el correspondiente de V_{CE}. Así, si se supone que $I_C = 5$ mA, $V_{CE} = 9 - 1.000 \times 0{,}005 = 4$ V. Con este segundo punto, que se le llama 1, queda definida la recta de carga y se puede trazar tal como se ha hecho en la figura 7-4.

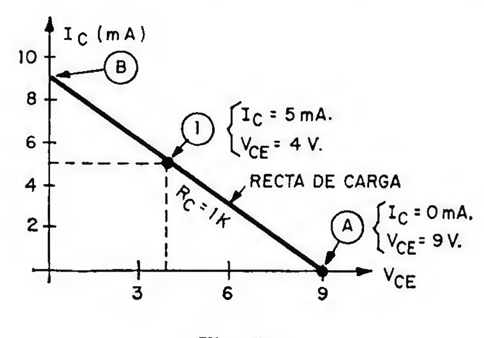


Fig. 7-4

En la figura anterior, además de los puntos A y 1, que por sí solos resuelven la recta de carga, se ha marcado en ella otro, el B, que junto con el A suelen ser los que se encuentran para dibujar la recta de carga. Este punto B queda definido por ser la tensión de salida $V_{CE} = 0$, indicando que toda la tensión de alimentación, 9 V, la absorbe la resistencia de carga; luego para averiguar la I_C de este punto basta aplicar la ley de Ohm a la resistencia de carga, como se ha hecho en la figura 7-5.

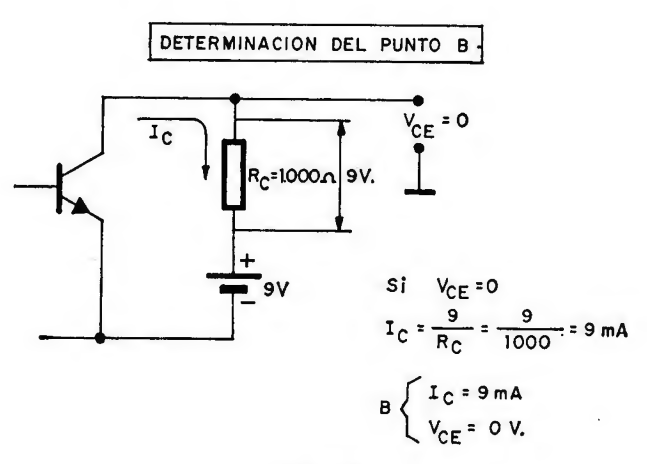


Fig. 7-5

A continuación, con otro ejemplo de construcción de recta de carga, quedará más claro el procedimiento a seguir. Se trata de construir la recta de carga del circuito de la figura 7-2, pero en el que la resistencia de carga tienen doble valor, o sea, 2 KΩ, como se indica en la figura 7-6.

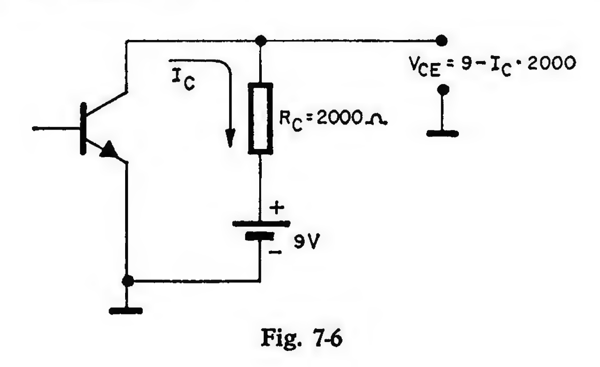


Fig. 7-6

Para definir la recta de carga se comienza hallando los puntos A y B:

Punto A: $I_C = 0$; $V_{CE} = 9 — 2.000 \times 0 = 9$ V.

Punto B: $V_{CE} = 0$. Los 9 V quedan en la resistencia de 2 KΩ:

$$I_C = \frac{9}{2.000} = 4{,}5 \text{ mA}$$

Se obtiene la recta de carga uniendo en el gráfico I_C/V_{CE} los puntos A y B, según la figura 7-7.

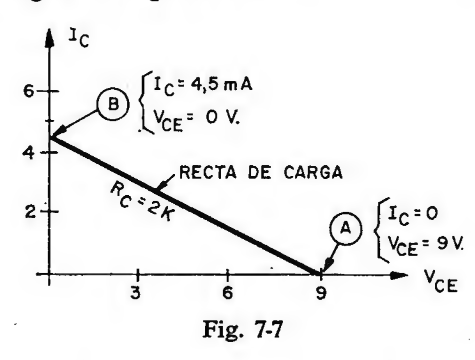


Fig. 7-7

De las dos rectas de carga hasta ahora construidas, y que se han representado juntas en la figura 7-8, se sacan consecuencias de mucho interés.

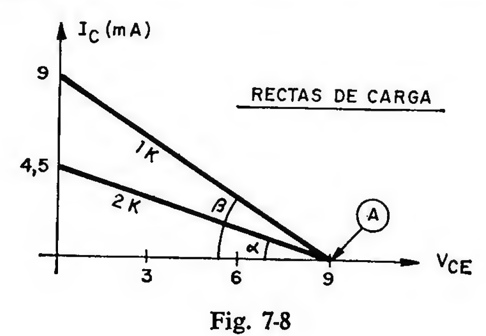


Fig. 7-8

CONCLUSIONES

1.ª) Todas las rectas de carga para cualquier valor de R_C salen del mismo punto A, formando un abanico de rectas, siempre que se mantenga constante la tensión de alimentación, V_1.

2.ª) La inclinación de las rectas de carga es tanto mayor cuanto menor es el valor de R_C; así, $\beta > \alpha$.

3.ª) La amplificación de tensión crece al aumentar R_C, porque, al tener menor inclinación, con una variación fija de I_C se obtiene más variación de V_{CE}. Concretamente, con $R_C = 2$ KΩ se amplifica la tensión el doble que con $R_C = 1$ KΩ.

4.ª) La máxima I_C que puede circular por el transistor (punto B) es tanto mayor cuanto menor es R_C. Así, de la figura 7-8 se deduce que con $R_C = 1$ KΩ la máxima $I_C = 9$ mA, y con $R_C = 2$ KΩ es la mitad: La amplificación de corriente es inversamente proporcional al valor de la resistencia de carga.

5.ª) La potencia que disipa el transistor, $V_{CE} \times I_C$, es tanto mayor cuanto menor es R_C.

6.ª) Aunque se han dibujado rectas, en realidad los puntos de trabajo cercanos a A y B, que representan el bloqueo o la saturación del transistor, no siguen la linealidad, por lo que no conviene hacer trabajar al transistor en las proximidades de A y B. El tramo más rectilíneo es el central. De ahí que sea recomendable que el transistor trabaje alrededor del punto central de la recta de carga. Este es el motivo por el que se precisa una pequeña tensión que polarice constantemente la base del transistor, para que sin señal de trabajo esté funcionando en el punto central, llamado «de reposo» y se desplace a su alrededor cuando se le aplica una señal de entrada para amplificar (ver la figura 7-9).

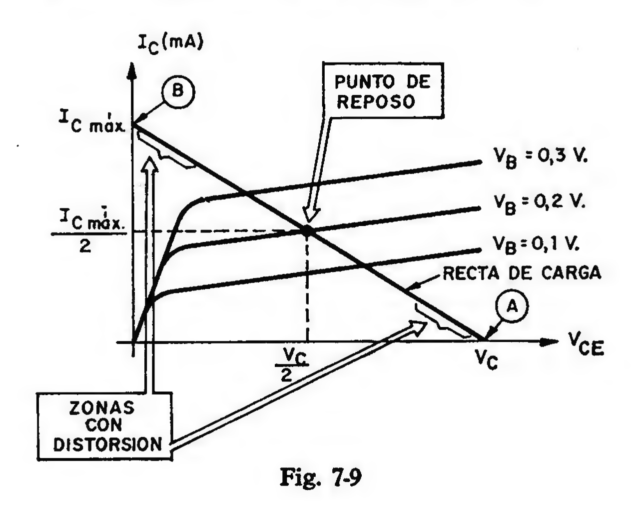


Fig. 7-9

La determinación del punto de reposo se hace definiendo las características del punto central de la recta de carga, y conociéndolo se averigua la tensión fija que debe polarizar la base y que en el ejemplo de la figura 7-9 es $V_{BE} = 0{,}2$ V.

CURVA DE MAXIMA POTENCIA. RESISTENCIA MINIMA DE CARGA

En el apartado anterior se acaba de explicar la importancia del valor de la resistencia de carga en cuanto a la amplificación de tensión y de potencia; sin embargo, con cualquier tipo de transistor no se puede alcanzar cualquier amplificación. Existen unos valores máximos que limitan las características del transistor y de la resistencia de carga que se puede usar, y uno de los que hay que tener más en cuenta es el de la potencia máxima que puede disipar el transistor. Esta viene dada por el producto $I_C \times V_{CE}$, y si se sobrepasa la que indica el fabricante se produce un fenómeno de avalancha térmica que destruye la estructura interna del semiconductor.

Tanto el fabricante como los manuales de características de transistores especifican la potencia máxima de cada tipo de transistor y partiendo de este dato se puede calcular la resistencia más pequeña que se puede poner como carga al transistor. Para comprender mejor la forma de determinar el valor de la mínima resistencia se expone su cálculo para un transistor cuya potencia máxima es de 30 mW, con una tensión de alimentación de 9 V. Se comenzarán definiendo 5 ó 6 puntos en I_C/V_{CE}, en los que pueda trabajar el transistor justo con la máxima potencia. Por ejemplo, escogemos 5 puntos de I_C: 3, 5, 6, 7 y 10 mA, en los cuales, teniendo en cuenta que $W = V_{CE} \cdot I_C$, el valor de $V_{CE} = \frac{W}{I_C}$.

Punto	I_C	V_{CE}
A	4	7,5
B	5	6
C	6	5
D	7,5	4
E	10	3

Colocando estos 5 puntos en un gráfico I_C/V_{CE} y uniéndolos se obtiene una curva denominada de *máxima potencia,* que se representa en la figura 7-10.

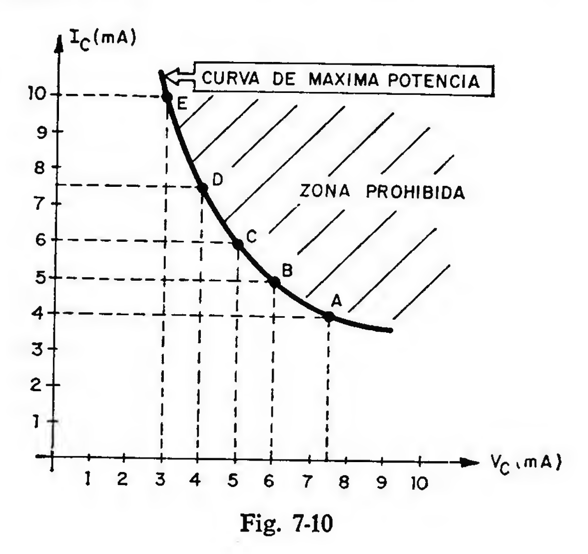


Fig. 7-10

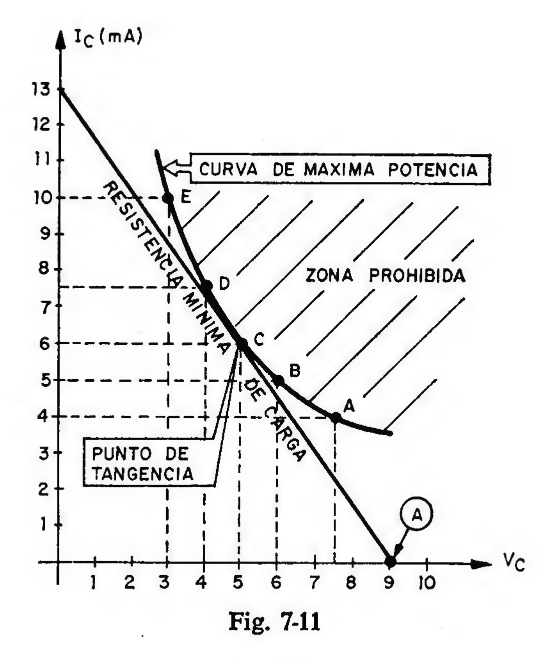


Fig. 7-11

La curva de máxima potencia divide el gráfico en dos zonas: una, en la que puede trabajar el transistor, porque todos sus puntos tienen una potencia inferior a 30 mW, y otra, llamada zona prohibida, en la que si funciona el transistor en cualquiera de sus puntos se destruye por disipar más del máximo de potencia admitido.

Teniendo en cuenta, en el ejemplo que se resuelve, que la alimentación del transistor es de 9 V, se conoce el punto común a todas las rectas de carga (el punto A) con $I_C = 0$ y $V_{CE} = 9$ V. De este punto partirán todas las rectas de carga correspondientes a las resistencias que se coloquen en el colector del transistor, y como interesa conocer la de menor valor, la recta de carga que determina esa resistencia será la de máxima pendiente permitida, o sea, la tangente a la curva de máxima potencia que parte del punto común A, tal como se ha reflejado en la figura 7-11.

Suponiendo que la recta de carga para la resistencia mínima sea tangente a la curva de máxima potencia en el punto C, dicho punto, con $I_C = 6$ mA y $V_{CE} = 5$ V, define la resistencia, cuyo valor se obtiene aplicando la ley de Ohm, trabajando el transistor en ese punto como se presenta en la figura 7-12.

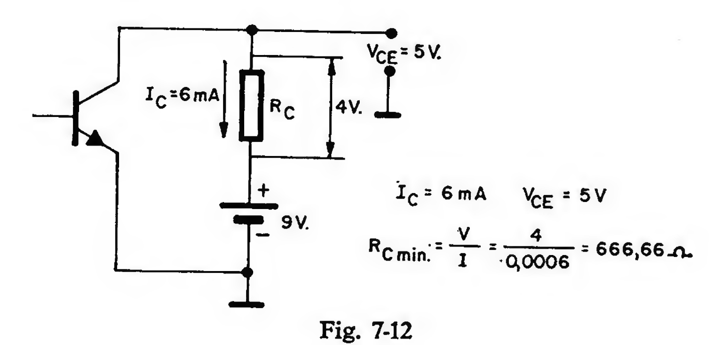


Fig. 7-12

Si se coloca una resistencia menor de 666,66 Ω, al tener la recta de carga mayor inclinación o pendiente, penetraría en la zona prohibida y se destruiría el transistor.

DIFERENTES FORMAS DE CONSEGUIR LA POLARIZACION FIJA DE ENTRADA DEL TRANSISTOR

El punto de reposo requiere una determinada tensión constante en el circuito de entrada del transistor, que en caso de estar en

montaje de emisor común quedaría aplicada entre base y emisor. Con esta tensión se obliga a trabajar al transistor en el punto central de la recta de carga y a oscilar en torno a él cuando además de dicha tensión se añade la que se desea amplificar.

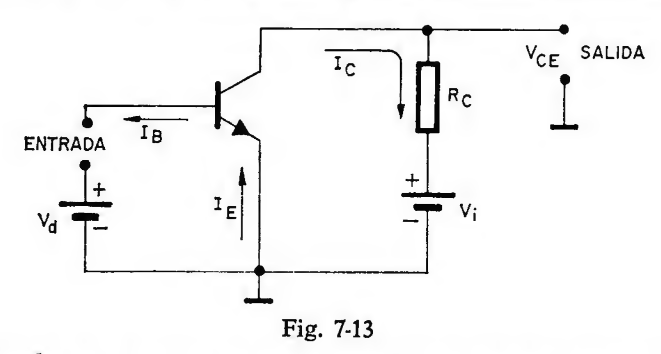


Fig. 7-13

Teniendo en cuenta que el transistor precisa una alta polarización inversa en su colector, la cual viene limitada por el voltaje máximo admisible indicado en las características del transistor, así como por los valores normales de las fuentes de alimentación o pilas que suministran corriente a los circuitos, partiendo de aquel se puede obtener fácilmente la tensión constante del circuito de entrada, cuyo valor es marcadamente inferior. En la figura 7-13 se han representado las dos polarizaciones requeridas, y siendo V_d muy inferior a V_i se puede obtener fácilmente a partir de ésta última.

El procedimiento más sencillo para obtener la tensión V_d partiendo de la V_i es construir un divisor de tensión con dos resistencias, como se presenta en la figura 7-14, en una de las cuales queda la tensión V_d que polariza la base y el emisor del transistor.

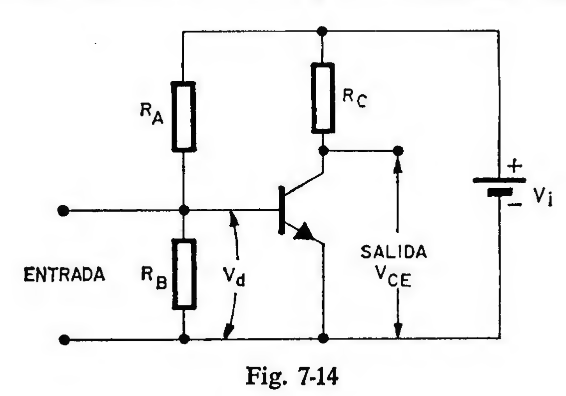


Fig. 7-14

R_A y R_B forman un divisor de la tensión de la pila, V_i, que ha de proporcionar en el circuito de entrada la tensión V_d necesaria para conseguir la polarización que precisa el punto de reposo. En paralelo con R_B debe considerarse la resistencia del circuito base-emisor, que es la de una unión N-P polarizada directamente. Esta forma de polarizar la base de un transistor apenas se usa, dado que las variaciones de la intensidad de entrada repercuten en la polarización lograda con el divisor y que, por otro lado, es muy sensible a las variaciones de temperatura.

Tampoco es muy utilizado el sistema que polariza la base mediante un divisor de intensidad, aprovechando la resistencia interna de la unión N-P formada por la base y el emisor. La figura 7-15 presenta la formación de una corriente de base, que al pasar por la unión base-emisor provoca en ella la tensión que necesita para su polarización.

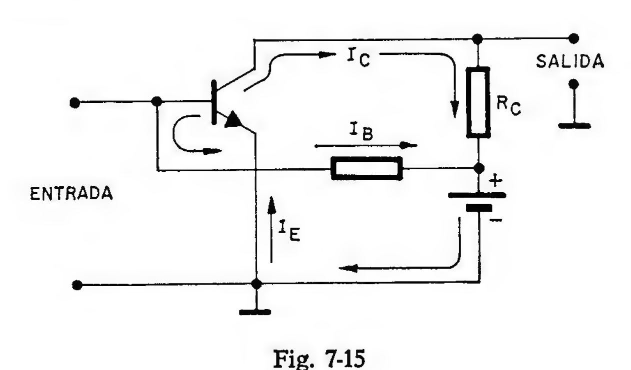


Fig. 7-15

ESTABILIZACION TERMICA DEL TRANSISTOR

Con lo estudiado hasta ahora en esta lección —resistencia de carga y polarización de salida y de entrada— podría funcionar el transistor, pero sería de una forma inestable, a consecuencia de la repercusión que tendrían sobre él las variaciones de la temperatura.

Al aumentar la temperatura en el seno de la estructura del transistor se incrementa su agitación térmica y con ella la rotura de enlaces covalentes, con lo que aumenta el número de portadores de cargas eléctricas libres y el valor de las corrientes de todos los electrodos del transistor; es decir, al aumentar la temperatura, crece I_E y con ella y proporcionalmente los valores de I_B e I_C.

En los sistemas que se describen a continuación, además de resolver la polarización fija de base, también se estabiliza el transistor ante las variaciones de temperatura.

A) Polarización y estabilización térmica por resistencia entre base y colector: Es un procedimiento muy utilizado, que sólo se diferencia del descrito en la figura 7-15 en que la resistencia de base se coloca unida directamente al colector, por lo que el divisor de intensidad está alimentado con una tensión igual a la del colector. Su esquema se representa en la figura 7-16.

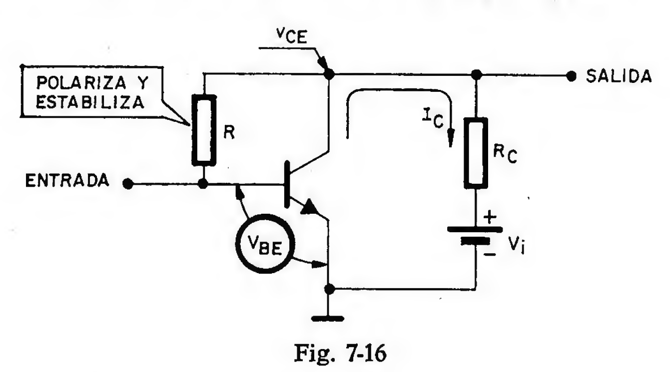


Fig. 7-16

La tensión V_{CE} se reparte entre R y la resistencia interna de la unión N-P que forman la base y el emisor, la cual es la que sirve de polarización. Además, cualquier variación de temperatura, a las que son tan sensibles los semiconductores, no altera los valores de las intensidades que circulan por el transistor. Si se supone que crece la temperatura $T \uparrow$, se origina una agitación térmica mayor y un aumento de la concentración de portadores, dando lugar a un incremento de I_E y con ello de I_B e I_C, o sea, $I_E \uparrow$, $I_B \uparrow$, $I_C \uparrow$. La tensión $V_{CE} = V_i - I_C \cdot R_C$, y como $I_C \uparrow$, al sustituirla en la fórmula anterior V_{CE} disminuye y baja la polarización del divisor de tensión formado por R y la resistencia interna base-emisor, reduciéndose V_{BE}, lo que provoca la disminución de la corriente de emisor, compensando así el aumento que había ocasionado la subida de temperatura.

El proceso sería inverso en caso de disminuir la temperatura, y se representa esquemáticamente a continuación, junto con el que se ha descrito detalladamente.

Aumenta la temperatura:

$T \uparrow$, $I_E \uparrow$, $I_C \uparrow$, $V_{CE} \downarrow$, $V_{BE} \downarrow$, $I_C \downarrow$.

Disminuye la temperatura:

$T \downarrow, I_E \downarrow, I_C \downarrow, V_{CE} \uparrow, V_{BE} \uparrow, I_C \uparrow.$

Con objeto de impedir la realimentación que desde el electrodo de salida o colector se produce hasta la base, existe una variante de este sistema que consiste en dividir en dos la resistencia y colocar en medio un condensador a masa que desacople la señal de realimentación, tal como se ha dibujado en la figura 7-17.

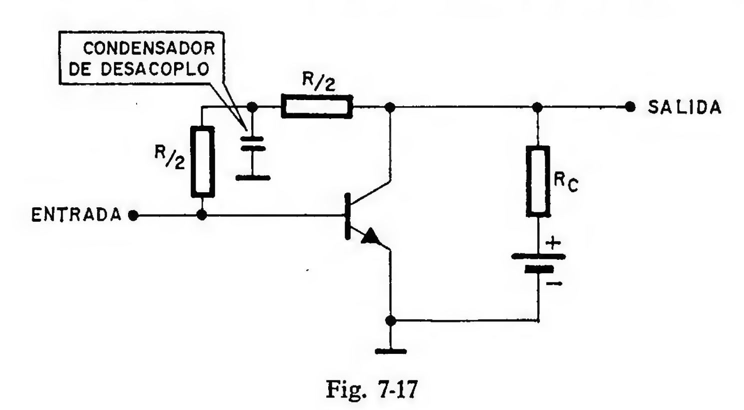


Fig. 7-17

B) Polarización y estabilización por resistencia y condensador en emisor: Junto con el sistema anterior, este que se describe es de los más aplicados en los circuitos transistorizados; consiste en colocar en el emisor, según la figura 7-18, una resistencia y en

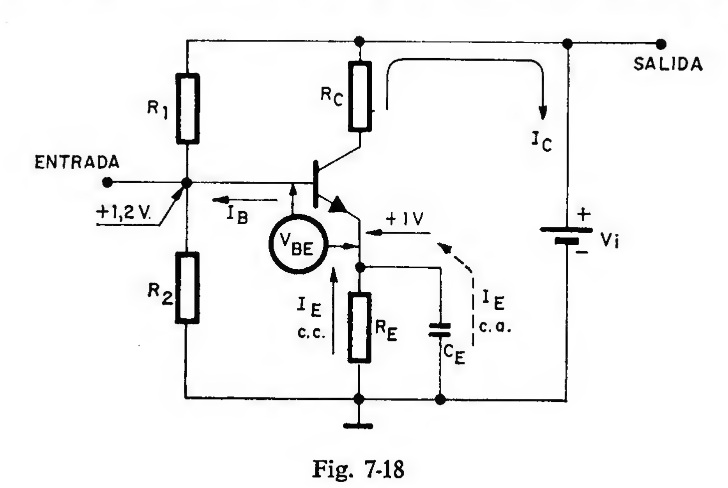


Fig. 7-18

paralelo con ella un condensador de desacoplo, de manera similar a la polarización por cátodo que se usaba con las válvulas de vacío.

Analizando el circuito de la figura 7-18, las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de tensión que polariza la base del transistor con 1,2 V positivos, mientras que R_E, al ser atravesada por la componente continua, o sea la I_C del punto de reposo, origina una tensión de 1 V positivo en el emisor. El condensador C_E sirve para evitar el paso de la componente alterna de I_E, producida por la señal de entrada y que se supone de cierta frecuencia: la X_{CE} para ella es muy pequeña. La tensión existente entre base y emisor será de $1{,}2 - 1 = 0{,}2$ V, que corresponderá a la del punto de reposo.

A continuación se expone de forma abreviada el comportamiento del sistema para aumentos y disminuciones de temperatura.

Aumento de temperatura:

$T \uparrow$, $I_E \uparrow$, $V_E > 1$ V, $V_{BE} \downarrow$, $I_E \downarrow$.

Disminución de la temperatura:

$T \downarrow$, $I_E \downarrow$, $V_E < 1$ V, $V_{BE} \uparrow$, $I_E \uparrow$.

Es decir, que al aumentar T y con ella I_E, crece la tensión fija de emisor y supera 1 V, por lo que al mantenerse fija la tensión de base en 1,2 V, V_{BE} disminuye y con ella I_E, compensando el efecto producido por el aumento de temperatura.

C) *Polarización y estabilización mediante elementos térmicos:* La posibilidad de realizar al mismo tiempo la polarización de la base y la estabilización térmica se puede lograr montando diviso-

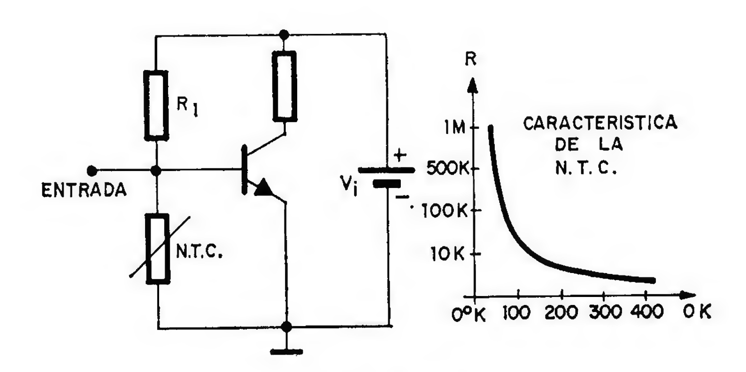


Fig. 7-19

res de tensión, entre cuyos componentes figure alguno cuya resistencia varíe con la temperatura. Entre estos elementos destacan la N.T.C., la P.T.C. e incluso el mismo diodo semiconductor, quienes varían su resistencia interna al modificarse su temperatura. Se destaca como elemento más simple y de mayores posibilidades la N.T.C. (resistencia de coeficiente negativo de temperatura), que disminuye su resistencia al aumentar la temperatura.

Al colocar como se indica en la figura 7-19 una N.T.C. cuya curva de respuesta a la temperatura se expone en la misma figura, si se produce un aumento de temperatura, la N.T.C. disminuye su resistencia y baja la tensión entre sus extremos y por tanto la polarización V_{BE}, con lo que la intensidad decrece y se compensa el efecto producido por la temperatura.

Para que la variación de la resistencia de la N.T.C. sea la adecuada y no se produzcan compensaciones excesivas, se suelen colocar en serie y en paralelo con ella otras resistencias óhmicas.

IMPORTANTE: Se recomienda al lector analizar los diversos ejercicios sobre diseño de circuitos con transistores, que se exponen en un Apéndice, al final del libro.

EJERCICIOS DE LA LECCION 7.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. Un transistor polarizado con una pila de 10 V tiene como puntos de la recta de carga para una resistencia de 1 KΩ, los siguientes:

a) $I_C = 0$ mA, $V_C = 10$ V.
b) $I_C = 0$ mA, $V_C = 0$ V.
c) $I_C = 5$ mA, $V_C = 5$ V.
d) $I_C = 5$ mA, $V_C = 10$ V.
e) $I_C = 10$ mA, $V_C = 10$ V.
f) $I_C = 10$ mA, $V_C = 0$ V.

2.ª PREGUNTA. El transistor de la pregunta anterior tiene como punto de reposo en su recta de carga:

a) $I_C = 0$ mA, $V_C = 10$ V.
b) $I_C = 5$ mA, $V_C = 0$ V.
c) $I_C = 5$ mA, $V_C = 5$ V.

3.ª PREGUNTA. Cuanto mayor sea la resistencia de carga de un transistor:

a) Más amplifica la corriente.
b) Más amplifica la tensión.
c) Más amplifica la potencia.

4.ª PREGUNTA. La resistencia mínima que se puede colocar como carga a un transistor es aquella con la cual su correspondiente recta de carga es:

a) Perpendicular a la curva de máxima potencia.
b) Tangente a la curva de máxima potencia.
c) Paralela a la curva de máxima potencia.

5.ª PREGUNTA. El inconveniente de polarizar la base de un transistor mediante un divisor de resistencias, como el mostrado en la figura 7-14 es:

a) Varía la polarización de la base con los cambios de temperatura.
b) No está estabilizada térmicamente.
c) Tiene un alto consumo.

6.ª PREGUNTA. El método más simple para polarizar y estabilizar un transistor es:

a) Colocar un divisor de tensión con un elemento sensible a la temperatura.
b) Colocar una resistencia entre base y colector.
c) Colocar una resistencia y un condensador en emisor.

LECCION **8**

FABRICACION, NOMENCLATURA Y APLICACIONES GENERALES DE LOS TRANSISTORES

TIPOS DE TRANSISTORES Y SU FABRICACION

El uso masivo de los semiconductores desde su descubrimiento ha motivado la mejora continua de los métodos de fabricación, así como de sus características. La investigación y los diferentes procesos surgidos de ella para la construcción de transistores ha hecho que en la actualidad existan muchos fabricantes con amplias gamas de modelos que cubren la mayoría de las aplicaciones. Se describen a continuación los procedimientos fundamentales usados en la construcción de los transistores.

TRANSISTORES DE PUNTAS DE CONTACTO

Se consiguen las dos uniones N-P del transistor por el mismo procedimiento usado en los diodos de puntas de contacto. En un trozo de semiconductor de tipo P, presionan dos puntas metálicas separadas una distancia adecuada, según se representa en la figura 8-1.

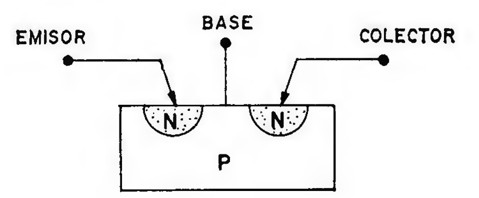


Fig. 8-1

Haciendo pasar una fuerte corriente, de la base a las dos puntas de contacto, se forman alrededor de las zonas de presión superficies de tipo N, que constituyen con la que las soporta un transistor NPN. Este tipo de transistor se usa para corrientes débiles y altas frecuencias.

TRANSISTORES DE ALEACION

Se coloca, en un tipo de semiconductor extrínseco, por ejemplo germanio de tipo N, un trozo de impureza trivalente, como puede ser el aluminio, y posteriormente se calientan en un horno a temperatura elevada, hasta que se funda y penetre el aluminio en el germanio de tipo N, dando lugar a una unión N-P. Este sistema ya se comentó en el tema de la fabricación de los diodos, sólo que ahora, y en el caso de los transistores, para obtener dos uniones a la vez hay que colocar a ambos lados del germanio de tipo N sendos trozos de impurezas trivalentes. Controlando adecuadamente el proceso de calentamiento se regula la difusión y la penetración de impurezas, como se aprecia en la figura 8-2.

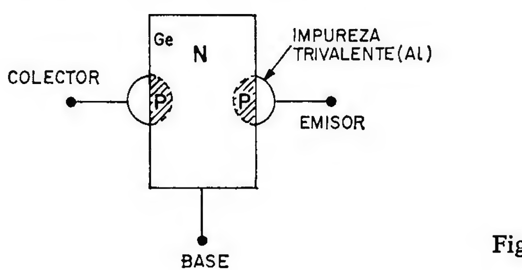


Fig. 8-2

Este tipo de fabricación es muy usado para aplicaciones de B.F.

TRANSISTORES DE ALEACION DIFUSA

Para elevar la frecuencia de trabajo del transistor por encima de 1.000 MHz se realiza el procedimiento de aleación colocando una placa de semiconductor de tipo P, que será el colector, y en una de sus caras se deposita un trozo de material pentavalente (N), que hará de base, y otro, que contiene a la vez material trivalente y pentavalente, que hará de emisor.

Al comenzar el calentamiento, la difusión del material pentavalente —que es más rápida que el trivalente— hace que la de este

último afecte al emisor, convirtiéndolo en zona P, y en sus alrededores se forma una zona N que, al estar en contacto con la de base, también N, acaban constituyendo un transistor PNP, como se representa en la figura 8-3.

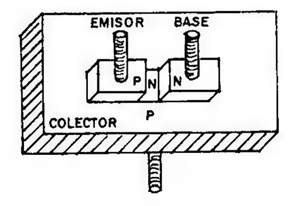


Fig. 8-3

Con este sistema de fabricación se reduce notablemente la resistencia de base del transistor, lo que permite que trabaje en frecuencias más altas.

TRANSISTORES DE TECNICA EPITAXIAL

Para mejorar las características de los transistores fabricados con la técnica de aleación difusa y conseguir una baja resistencia de colector, junto con una reducida constante de tiempo de saturación que les permita poder trabajar en conmutación con corrientes elevadas y grandes frecuencias, se contaminan los cristales semiconductores con átomos de impurezas, de forma que se puedan controlar las concentraciones difundidas en las diferentes capas del cristal.

En el semiconductor de tipo P que constituirá el colector se deposita otra capa de semiconductor con la que se controla la difusión de impuerezas en el colector. A continuación se difunden las impurezas que formará la base y el emisor, como se esquematiza en la figura 8-4.

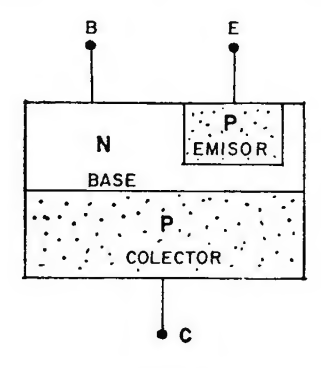


Fig. 8-4

TRANSISTORES DE TECNICA PLANAR

Uno de los problemas más complicados con que se enfrentan los fabricantes en los procesos de formación de los semiconductores es el contacto de sus superficies con la atmósfera, o, en caso de estar herméticamente encapsulados, con los materiales de relleno, que origina notables alteraciones en el funcionamiento. Para resolver este inconveniente surgió el proceso planar, que básicamente consiste en recubrir adecuadamente todas las partes, y en todas las fases, los electrodos a base de oxidar sus superficies, formando así una capa de óxido de silicio que actúa como protector y aislante.

Se comienza oxidando a temperatura elevada y en presencia del aire un trozo de semiconductor de silicio de tipo N, que finalmente constituirá el colector. El óxido de silicio recubre el semiconductor y lo aísla completamente, como se indica en la figura 8-5.

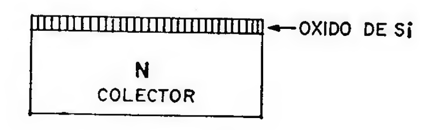


Fig. 8-5

El colector N actuará como soporte de todo el transistor y sobre él habrán de realizarse las difusiones precisas, para lo cual y utilizando técnicas de fotograbado se abre un orificio llamado *ventana* en la capa de óxido de silicio. Por dicha ventana se produce la difusión de una impureza trivalente, que forma una zona P cuya profundidad se controla durante el proceso (figura 8-6).

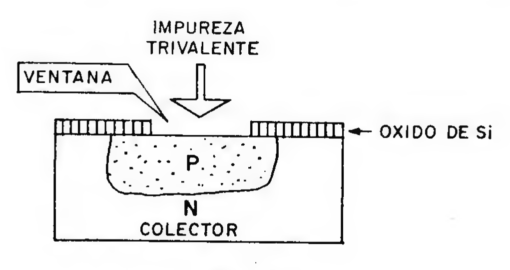


Fig. 8-6

Finalmente, y tras oxidar la superficie de tratamiento, se abre una nueva ventana, para crear una segunda difusión de impurezas pentavalentes en la zona P (figura 8-7).

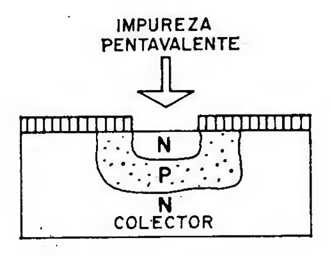


Fig. 8-7

Sólo resta oxidar de nuevo toda la supericie y abrir tres ventanas, que se metalizarán para soldar en ellas los terminales que salgan al exterior (figura 8-8).

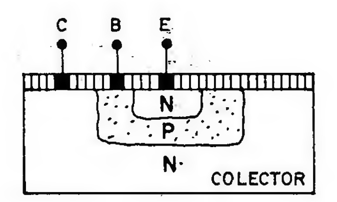


Fig. 8-8

Este recubrimiento de óxido de silicio aísla y protege muy eficazmente al semiconductor y mantiene inalterables sus características.

CARACTERISTICAS MAS IMPORTANTES DE LOS TRANSISTORES

Se comentan las características más sobresalientes de los diferentes tipos de transistores y su significado práctico. Los valores de estas características, además de proporcionarlos el fabricante, se encuentran en los catálogos y manuales de semiconductores.

La tabla 8-1, o cuadro de características, comienza indicando en su primera columna la designación de cada modelo de transistor, cuyo significado se explica ampliamente en la pregunta siguiente;

TABLA 8-1

NOMENCLATURA	TIPO	CÁPSULA	APLICACIONES	P_{max}	I_{cmax}	V_{CE}	T_j	R_{th}	h_{FE}	f
AC 125	PNP	TO - 1	Preamplificador B.F.	0,5 W	0,1 A	12 V	90° C	0,09° C/mW	95	1,7 MHz
AC 126	PNP	TO - 1	Preamplificador B.F.	0,5 W	0,1 A	12 V	90° C	0,09° C/mW	135	2,3 MHz
AC 127	NPN	TO - 1	Complementario AC 128	0,34 W	0,5 A	12 V	90° C	0,16° C/mW	105	2,5 MHz
AC 128	PNP	TO - 1	Salida B.F.	1 W	1 A	16 V	90° C	80° C/W	90	1,5 MHz
AC 132	PNP	TO - 1	Salida B.F. complementario del AC 127	0,5 W	0,2 A	12 V	90° C	0,9° C/mW	115	2 MHz
AF 126	PNP	TO - 72	Etapa F.I. para A.M. y F.M.	60 mW	10 mA	15 V	75° C	0,75° C/mW	150	75 MHz
ASY 29	NPN	TO - 5	Conmutación velocidad media	0,15 W	0,2 A	15 V	85° C	0,4° C/mW	113	20 MHz
BC 108	NPN	TO - 18	Preamplificador y excitador B.F.	0,3 W	0,1 A	20 V	175° C	0,5° C/mW	240 a 900	300 MHz
BCY 54	PNP	TO - 5	Aplicaciones B.F. industriales	410 mW	0,25 A	50 V	150° C	0,3° C/mW	50	2 MHz
BF 115	NPN	TO - 72	Mezclador y amplificador VHF	145 mW	30 mA	30 V	175° C	0,09° C/mW	45 a 165	230 MHz
OC 70	PNP	4 - TO	Generales de B.F.	100 mW	50 mA	30 V	+ 5° C	0,4° C/mW	30	0,45 MHz
OC 75	PNP	4 - TO	Generales de B.F.	100 mW	50 mA	30 V	75° C	0,4° C/mW	90	0,7 MHz
SFT 115	PNP	2 - TO	Generales de R.F.	125 mW	10 mA	20 V	85° C	0,4° C/mW	60	40 MHz

la segunda columna sirve para saber si se trata de un NPN o un PNP; la tercera, para conocer el tipo de encapsulado y la correspondencia de las patitas exteriores con los electrodos internos. La cuarta columna expone las aplicaciones más caracterizadas del transistor (B.F., F.I., R.F., V.H.F., etc.). P_{max}, en la quinta columna, indica la disipación máxima posible en la temperatura ambiente. $I_{C\,max}$, en la sexta columna, expresa la corriente máxima de colector. V_{CE}, en la séptima columna, indica la tensión admisible entre colector y emisor. T_j, en la octava columna, indica la mayor temperatura que puede soportar la unión. R_{th}, en la novena columna de la tabla 8-1, expresa la resistencia entre el colector y la cápsula, aunque a veces también se menciona entre el colector y el ambiente o la base del montaje. Se da en °C/mW y sirve para indicar cuántos °C se incrementa la temperatura de la unión por cada mW de potencia que se disipa en calor. h_{FE} expresa la ganancia de corriente en montaje de emisor común, y f, finalmente, representa la frecuencia de corte, o sea, aquella para la cual la amplificación se reduce en más del 70 % con respecto a la que se logra en 1.000 Hz.

Los diferentes modelos de transistores presentados en la tabla 8-1 reúnen variados tipos, nomenclaturas y características, habiéndose procurado elegir entre ellos modelos que se utilizan en las explicaciones prácticas de este libro.

En cuanto a las cápsulas utilizadas en los transistores de la tabla 8-1, se presentan a continuación en la figura 8-9.

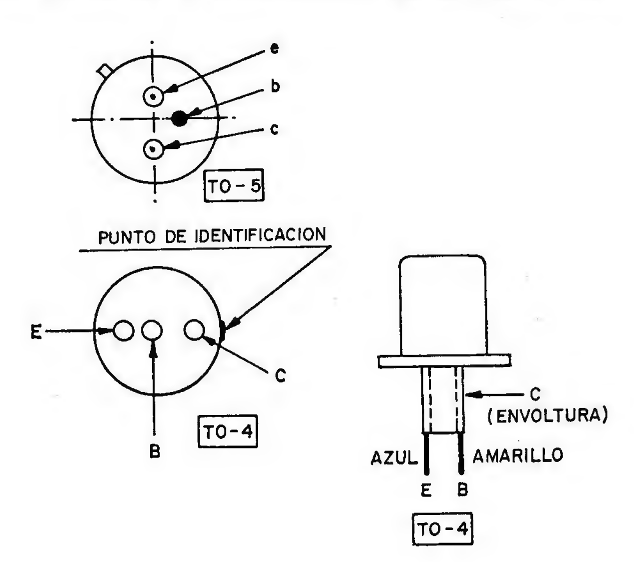
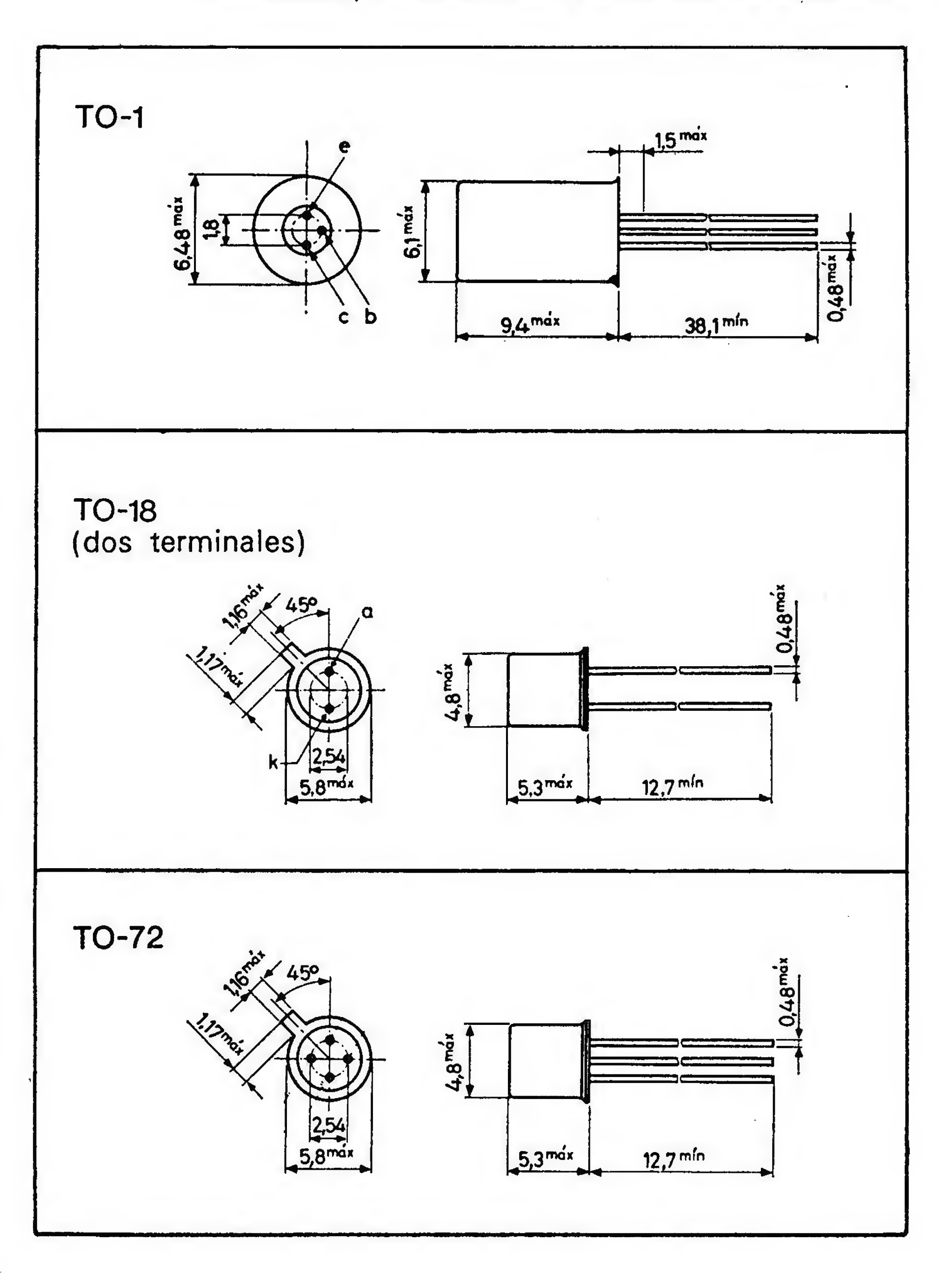


Fig. 8-9


TO-1
e
c
b
6,48 máx
1,8
6,1 máx
1,5 máx
9,4 máx
38,1 mín
0,48 máx
TO-18
(dos terminales)
1,16 máx
45°
a
1,17 máx
k
2,54
5,8 máx
4,8 máx
0,48 máx
5,3 máx
12,7 mín
TO-72
1,16 máx
45°
1,17 máx
2,54
5,8 máx
4,8 máx
0,48 máx
5,3 máx
12,7 mín

NOMENCLATURA DE LOS SEMICONDUCTORES EN GENERAL

Con carácter mundial existen dos formas de denominar a los semiconductores, a base de números y letras. Una de ellas es la nomenclatura americana y la otra la europea, aunque de ésta última hay dos versiones, de las cuales sólo expondremos la más moderna, puesto que la antigua (OC-70, OC-75, etc.) tiende a quedar en desuso.

A) *Nomenclatura americana:* Queda definido un semiconductor con un número (1 ó 2) y una letra (N), que indican si posee una o dos uniones y a continuación un grupo de cifras que no tiene ningún significado particular, excepto el que se encuentra en los manuales de datos.

Por ejemplo, el modelo 2 N 2297 se trata de un transistor que buscando en el manual de características se halla que es tipo NPN y su aplicación es la de ser un amplificador de V.H.F. Como se observa en la nomenclatura americana, de la denominación se pueden extraer muy pocos datos del elemento.

B) *Nomenclatura europea moderna:* Se basa en definir al semiconductor mediante una serie de letras mayúsculas, cada una con su significado particular, y un número. En la tabla 8-2 se muestra el significado de cada una de las letras o cifras que componen la denominación de cada semiconductor.

Casos particulares: Algunos fabricantes usan nomenclaturas que no siguen totalmente la norma europea. En España, la casa PIHER usa como primera letra la M si el semiconductor es de silicio de mediana potencia o la S si es de silicio de pequeña potencia. El resto de la nomenclatura es la general. Ejemplos: MC 140 y SC 108.

CLASIFICACION DE LOS CIRCUITOS GENERALES CON TRANSISTORES

Los circuitos básicos que componen cualquier aparato electrónico son: 1.°) fuentes de alimentación; 2.°) amplificadores y 3.°) osciladores y multivibradores. Estos circuitos han sido estudiados ya en los tomos anteriores, usando válvulas de vacío; en éste, sin volver a exponer las particularidades que entonces se mencionaron, se presentan dichos circuitos con transistores, remarcando exclusivamente las características propias.

TABLA 8-2

CODIGO DE DESIGNACION DE TIPO

El número de tipo consta de dos letras seguidas de un número de serie

Ejemplo: | B | A | 145 |

Primera letra distingue entre dispositivos con uniones y sin uniones e indica el material	**Segunda letra** indica la aplicación principal y también la construcción en el caso de que se requiera una mayor diferenciación.	**Número de serie**
Dispositivos con uniones A Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 0,6 a 1,0 eV, tales como germanio. B Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 1,0 a 1,3 eV, tales como silicio. C Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 1,3 eV en adelante, tales como arseniuro de galio. D Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de menos de 0,6 eV, tales como antimoniuro de indio. **Dispositivos sin uniones** R Dispositivos sin uniones, que utilizan materiales como los empleados en generadores Hall y células fotoconductoras.	A Diodo detector, alta velocidad, mezclador B Diodo de capacidad variable C Transistor de BF (baja potencia) D Transistor de potencia para BF E Diodo túnel F Transistor de RF (baja potencia) G Múltiple de dispositivos no similares H Sonda de campo K Generador Hall en un circuito magnético abierto, por ejemplo, sonda de magnetograma o de señal L Transistor potencia para aplicaciones RF M Generador Hall en un circuito magnético cerrado excitado eléctricamente; por ejemplo, multiplicador o modulador Hall P Dispositivo sensible a radiaciones Q Dispositivo generador de radiaciones R Dispositivo de control y conmutación disparado eléctricamente, con una característica de ruptura (baja potencia) S Transistor conmutación (baja potencia) T Dispositivo de potencia para control y conmutación disparado eléctricamente o por medio de la luz, que tiene una característica de ruptura U Transistor de potencia conmutación X Diodo multiplicador, por ej., varáctor, de recuperación por pasos Y Diodo rectificador, recuperador, de eficiencia Z Diodo de referencia de tensión o regulador de tensión	Tres cifras para los dispositivos semiconductores diseñados para empleo principalmente en aparatos domésticos. Una letra y dos cifras para los dispositivos semiconductores no diseñados para empleo principalmente en aparatos domésticos.

Ejemplo: | B | C | Y70 |

Subclasificación para series de diodos de zener

El código antes descrito se emplea también como parte básica para la designación de tipo de una serie de variantes distintas que pertenecen a un mismo tipo básico. La parte básica es la misma para toda la serie y cada variante se indica por medio de un sufijo separado de la parte básica por un guión (—).

Ejemplo: | BZY96 | – | C | 4V7 | R |

Parte básica de la designación de tipo	Indica la tolerancia nominal del zener	Tensión de zener típica en voltios	Polaridad
asignada de acuerdo con el código general	A 1% B 2% C 5% D 10% E 15%	La tensión de zener típica se refiere al valor nominal de la corriente para toda la serie. La letra V se emplea en lugar de la coma decimal	La polaridad inversa (ánodo conectado a la cápsula) se indica con la letra R.

Con fines didácticos se comienza la exposición con el tema de los amplificadores, a los que se dedican tres lecciones, una para cada función: baja frecuencia, alta frecuencia y corriente continua. A continuación se dedica otra lección al tema de los osciladores y multivibradores y una más a las fuentes de alimentación estabilizadas.

La última parte teórica de este libro analiza los componentes que han aparecido después del transistor y que proporcionan un complemento importantísimo en los sistemas de regulación de potencia y control, como son el tiristor, el triac, el diac, el transistor uniunión, etc.

La figura 8-10 muestra una fotografía con diversos tipos de transistores.

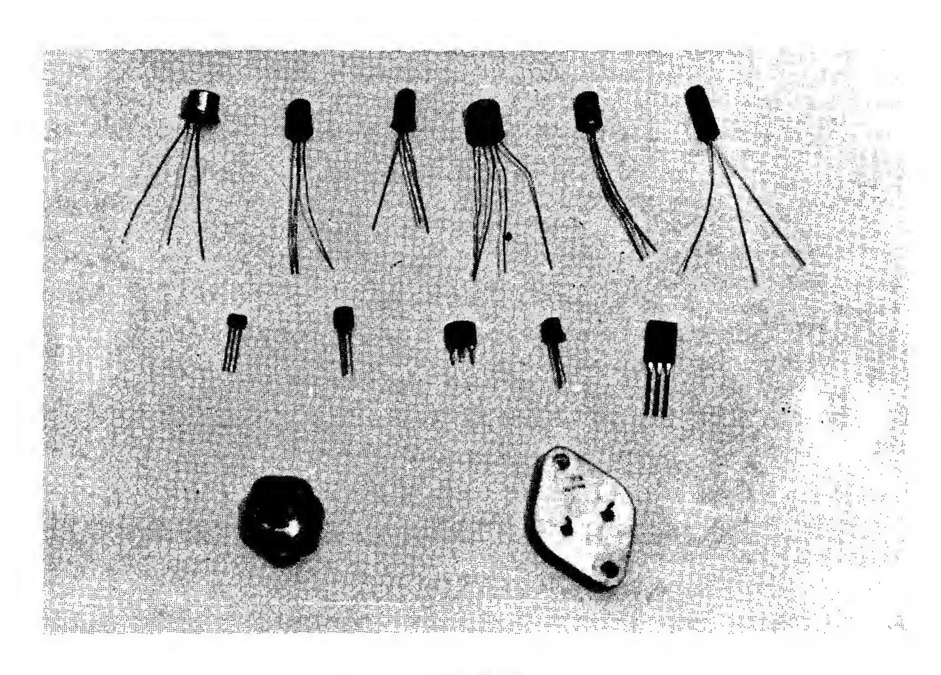


Fig. 8-10

EJERCICIOS DE LA LECCION 8.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. El tipo de transistor ampliamente usado en B.F. es:

a) De puntas de contacto.
b) De aleación.
c) De técnica epitaxial.

2.ª PREGUNTA. El óxido de silicio se usa como recubrimiento en los semiconductores fabricados con:

a) Técnica planar.
b) Técnica epitaxial.
c) Aleación difusa.

3.ª PREGUNTA. La abreviatura T_j indica:

a) La temperatura máxima que soporta la cápsula.
b) La temperatura de trabajo recomendada.
c) La mayor temperatura que puede soportar la unión.

4.ª PREGUNTA. El símbolo R_{th} expresa:

a) La resistencia térmica entre el colector y la cápsula.
b) La resistencia térmica del colector en la temperatura ambiente.
c) La resistencia térmica de la unión colector-emisor del transistor.

5.ª PREGUNTA. Un semiconductor 2 N 2460 es:

a) Un diodo.
b) Un diodo de Zener.
c) Un transistor.

6.ª PREGUNTA. Un semiconductor AC 126 es:

a) Un transistor de silicio para A.F.
b) Un transistor de germanio para B.F.
c) Un transistor de germanio para A.F.

7.ª PREGUNTA. La designación MC 140 indica:

a) Semiconductor de silicio de mediana potencia para B.F.
b) Semiconductor de silicio de pequeña potencia para B.F.
c) Semiconductor de silicio de mediana potencia para A.F.

LECCION 9

AMPLIFICADORES DE B.F. TRANSISTORIZADOS

GENERALIDADES

Los amplificadores de B.F. son los encargados de elevar las señales variables de frecuencias comprendidas entre unos pocos ciclos por segundo hasta unos 20.000. Como este margen de frecuencias es aproximadamente el de las señales audibles, en general los amplificadores de este apartado se enfocan siempre para el trabajo con ondas sonoras.

En todo tipo de amplificador existen dos partes fundamentales: el circuito previo, compuesto por las etapas que amplifican el nivel de tensión de la señal de entrada, y el circuito de salida, que recibe la señal del circuito previo y amplifica su potencia, sobre todo para alimentar la carga que se desea excitar. Las etapas previas también se llaman preamplificadores y la final recibe el nombre de «etapa de salida».

Por lo que se lleva expuesto hasta la presente lección se sabe que una etapa clásica de un amplificador como la mostrada en la figura 9-1, consta de una polarización de base y otra de colector, y una resistencia que impide la alteración de las corrientes que circulan por el transistor con los cambios de temperatura.

La figura 9-1 presenta una etapa amplificadora con un transistor NPN, en la que se aprecian las tres intensidades y las tres tensiones de los electrodos, que determinan su punto de trabajo. Por ser de tipo N el colector, la tensión de alimentación ha de

polarizarlo inversamente y por tanto ser positva, $+ V_a$. La tensión que exige el punto de reposo entre base y emisor es $V_{BE} = V_B - V_E$, obteniéndose V_B partiendo de $+ V_a$ por medio de un divisor de tensión formado por R_1 y R_2, mientras que $V_E = I_E \cdot R_E$. La resistencia R_E y el condensador que tiene en paralelo, C_E, constituyen el circuito de estabilización térmica. R_C es la resistencia de carga del transistor y, según su valor, se obtendrá la amplificación adecuada. Este circuito básico es el que da la pauta para casi todos los amplificadores que se describirán.

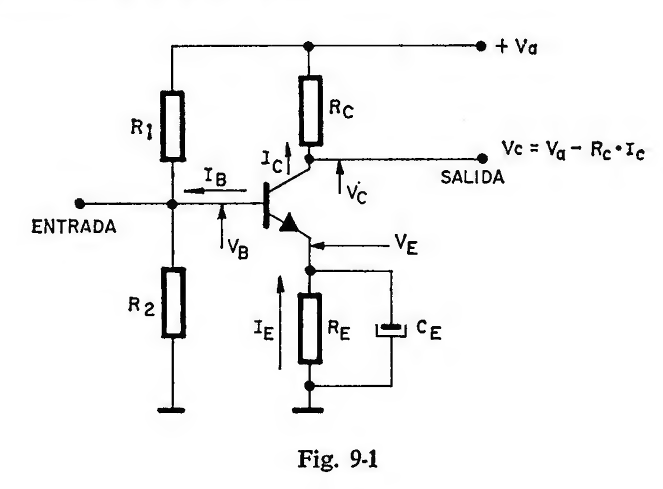


Fig. 9-1

ACOPLO ENTRE ETAPAS TRANSISTORIZADAS

Las etapas preamplificadoras recogen la señal de entrada, que suele ser muy baja en general, y la elevan hasta el nivel que requiere la etapa de salida que excita la carga. Para conseguir la amplificación requerida no suele bastar una sola etapa, por lo que es necesario poner varias en cascada, de forma que lo que amplifica una de ellas se traslada a la siguiente para volverlo a amplificar, y así sucesivamente hasta la última. Como la señal que se amplifica en cada etapa es variable (senoidal, cuadrada, etc.) y de frecuencia inferior a 20 KHz, y la tensión que se obtiene en el colector del transistor está formada por una componente continua creada por el punto de reposo y otra alterna, proporcional a la que se está amplificando, para que pueda ser aplicada a la etapa siguiente hay que eliminar la componente continua, ya que de lo contrario se superpondría a la de polarización de entrada de la

etapa siguiente, alterando notablemente su punto de trabajo, e incluso podría destruir el transistor debido a la fuerte polarización inversa que introduciría en su circuito de entrada.

Los dos sistemas empleados para dejar pasar sólo la componente alterna son los mismos que se estudiaron en las válvulas de vacío: 1.°) mediante una resistencia y un condensador; 2.°) mediante un transformador. Los dos casos se dan en la figura 9-2 y su funcionamiento se explicó anteriormente.

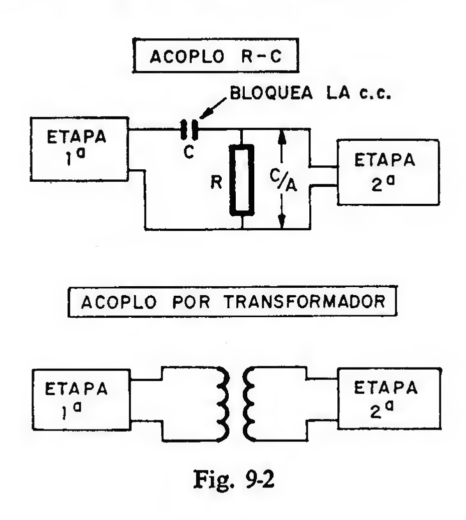


Fig. 9-2

No obstante, con circuitos transistorizados existe un tercer procedimiento para realizar el acoplo entre etapas, y consiste en unir directamente la salida de una de ellas con la entrada de la siguiente, lo que recibe el nombre de «acoplo directo» y supone polarizar la entrada de cada etapa con la componente continua de la que la precede. En montajes complejos el uso de este acoplo reduce componentes. En la figura 9-3 se muestra un amplificador de dos etapas acopladas directamente.

El circuito del transistor T_1 consta de una resistencia R_2 que actúa como carga y otra R_1 que lo estabiliza térmicamente, polarizando su base con una tensión de 0,6 V positivos respecto al emisor, que es el electrodo común. La componente continua de salida es de 6 V, sobre la que se superpone la componente alterna amplificada. La base de T_2 recibe directamente ambas componentes de la salida de T_1, por lo que la base de T_2 tendrá una polarización fija de 6 V. Si se supone que ambas etapas son similares

y precisan la misma $V_{BE} = 0{,}6$ V, es preciso que el emisor de T_2 tenga 5,4 V para que se cumpla que $V_{BE} = V_B - V_E = 6 - 5{,}4 = 0{,}6$ V. Dicha tensión se obtiene mediante R_3 y C_1, que a la vez forman el sistema de estabilización térmica del transistor. Finalmente, R_4 es la resistencia de carga de T_2.

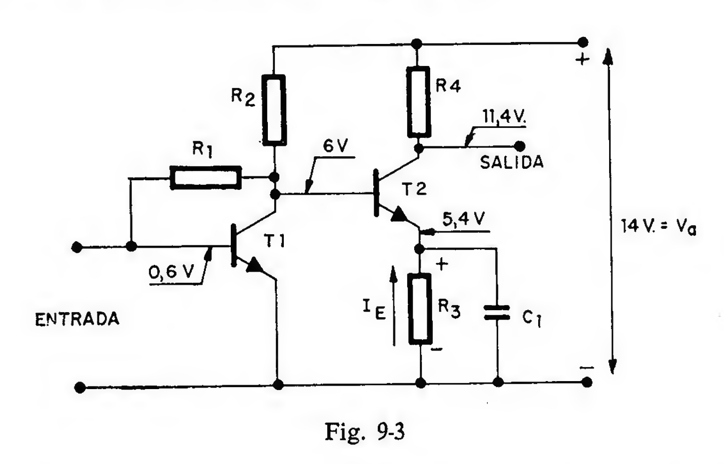


Fig. 9-3

Con el sistema de polarización directa, en cada etapa se va elevando el nivel de c.c. de colector o de salida, por lo que en pocas etapas se llega al nivel máximo de la alimentación V_a, lo que impide continuar este método de acoplo a no ser intercalando un cambiador de tensión.

ANALISIS DE UN AMPLIFICADOR PREVIO DE B.F. DE VARIAS ETAPAS

Se trata de examinar un circuito amplificador, dibujado en la figura 9-4, compuesto por varias etapas previas de carácter teórico, con las que se pretende dar una visión completa de las posibilidades de los circuitos de polarización y de los acoplos.

1.ª ETAPA: Constituida por el transistor NPN, T_1, tiene delante de su base el condensador C_1, cuya misión es evitar la aplicación de cualquier componente continua que contuviese la señal de entrada. R_1 y R_2 forman el divisor de tensión que polariza la base; R_4 y C_2 estabilizan a T_1 contra las variaciones de temperatura y producen una tensión en el emisor; R_3 es la resistencia de carga de T_1.

El acoplo entre las etapas 1.ª y 2.ª se efectúa por el sistema *R-C*, siendo C_3 el condensador que bloquea la componente continua y R_6 la resistencia en la que queda la componente alterna, que se aplica a la segunda etapa.

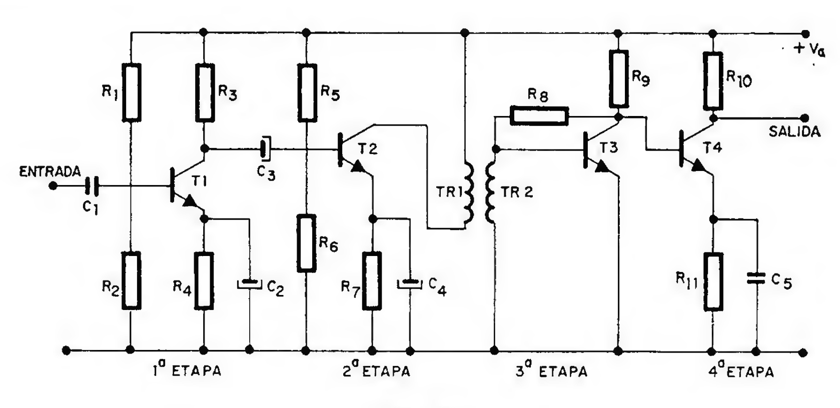


Fig. 9-4

2.ª ETAPA: Similar a la primera, tiene polarizada la base de T_2 por el divisor de tensión R_5 y R_6, y la estabilización térmica, junto con la polarización de emisor, por R_8 y C_4, siendo R_7 la resistencia de carga.

El acoplo entre la 2.ª y la 3.ª etapa se realiza con transformador, actuando el primario TR_1 como carga de T_2, mientras que el secundario TR_2 introduce la componente alterna a la base de T_3.

3.ª ETAPA: Formada por T_3, el cual está polarizado y estabilizado con R_8, teniendo como carga R_9.

El acoplo entre las etapas 3.ª y 4.ª es directo, por lo que la componente continua de salida de T_3 es la que fija la tensión de base de T_4.

4.ª ETAPA: Constituida por el transistor T_4, cuya polarización entre base y emisor se logra por la diferencia entre la tensión de la base, que es la que proviene de T_3, y la de emisor, provocada por el paso de la c.c. I_E a través de R_{11}, que con C_5 forma también el circuito de estabilización térmica de dicha etapa. R_{10} es la resistencia de carga de T_4.

El esquema de la figura 9-4 sirve más para presentar un conjunto de posibilidades teóricas de las etapas preamplificadoras que una aplicación práctica y real.

ETAPA SIMPLE DE SALIDA DE B.F.

Es la encargada de excitar la carga final del circuito, como pueda serlo un altavoz, partiendo de la señal que le entrega el circuito preamplificador. Esta etapa tendrá características similares a las que se han estudiado en esta lección, pero el transistor que la forma ha de estar capacitado para aguantar la potencia que ha de suministrar a la carga. Así como en las etapas previas su misión fundamental era sólo elevar el nivel de la tensión con una corriente muy débil, en la etapa de salida se precisa potencia y la corriente ha de ser importante.

La única diferencia que plantea la etapa de salida sobre las previas es la que se produce a causa de la adaptación de impedancias entre la salida del transistor y la carga final. Para conseguir la máxima transferencia de potencia entre el transistor de salida y la carga final hay que colocar como resistencia de carga del transistor una cuyo valor está determinado y es, en general, mucho más elevado que el que tiene la carga final, que puede ser un altavoz o un relé. Para soslayar esta diferencia entre la alta impedancia de salida que necesita el transistor y la baja que tiene la carga a la que se aplica la potencia se emplea un transformador cuya impedancia primaria coincide con la que requiere el transistor y la del secundario con la de la carga. La figura 9-5 representa una etapa típica de salida en la que C_1 bloquea la componente continua, R_1 y R_2 polarizan la base del transistor, R_3 y C_2 polarizan el emisor y estabilizan térmicamente el circuito y el transformador acopla las impedancias entre la salida del transistor y la carga.

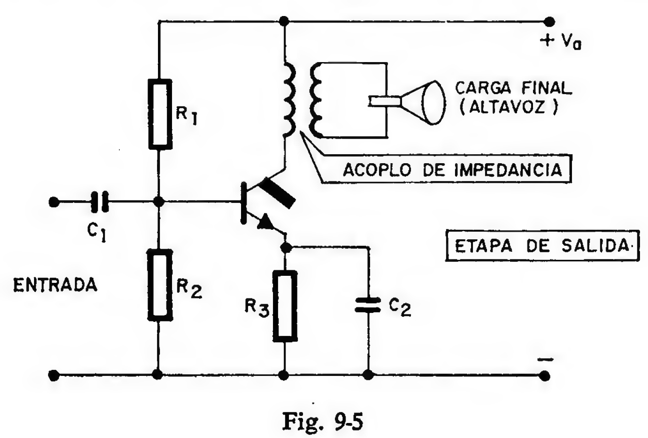


Fig. 9-5

ETAPA DE SALIDA EN CONTRAFASE (PUSH-PULL)

Para aumentar la potencia de salida es usual utilizar, en vez del circuito simple con un solo transistor, el denominado «en contrafase» o «push-pull», a base de dos transistores.

El fundamento del circuito en contrafase se basa en aplicar a los dos transistores semejantes que forman el circuito, dos señales iguales y desfasadas 180° entre sí, con objeto que el punto de reposo de ambos transistores sea tal que sólo amplifique uno de los semiciclos, como se muestra en la figura 9-6 en la recta de carga. Esto exige hacer trabajar los transistores como amplificadores en clase B, como se estudió en el tomo 3.

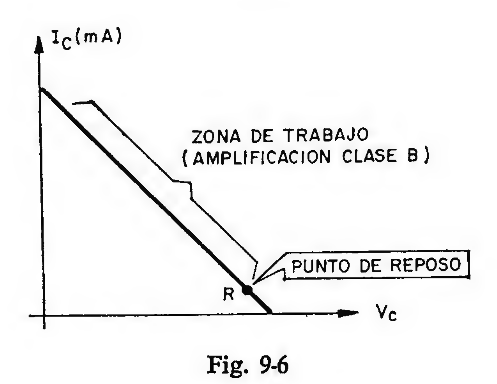


Fig. 9-6

Al estar situado el punto de reposo R en una zona casi extrema de la recta de carga, sólo cuando se le aplique el semiciclo que polarice directamente la base podrá desplazarse el funcionamiento del semiconductor por la parte superior de la recta de carga, que en la figura 9-6 se ha llamado «zona de trabajo». Al aplicar dos señales desfasadas 180° y estar trabajando cada transistor en un punto de reposo como el que se representa en la figura 9-6, sólo podrá dar respuesta de amplificación en el semiciclo positivo el PNP y en el negativo el NPN, como se ha expresado gráficamente en la figura 9-7.

Examinando el circuito de la figura 9-7, la resistencia R_E polariza los circuitos de entrada de ambos transistores, mientras que como carga de ellos actúan las dos mitades del primario del transformador, de cuya toma central se recibe la tensión positiva de alimentación.

La ventaja que presenta el circuito en contrafase es que, además de aprovechar al máximo el trabajo de cada transistor, pues prácticamente se desplaza cada uno en toda la zona útil de la recta de carga, si existe una distorsión ésta sólo pasa, según el semiciclo en que se produzca, por un transistor, consiguiendo de esta forma duplicar prácticamente la potencia de salida sin hacer lo propio con las distorsiones que pudiera transportar la señal.

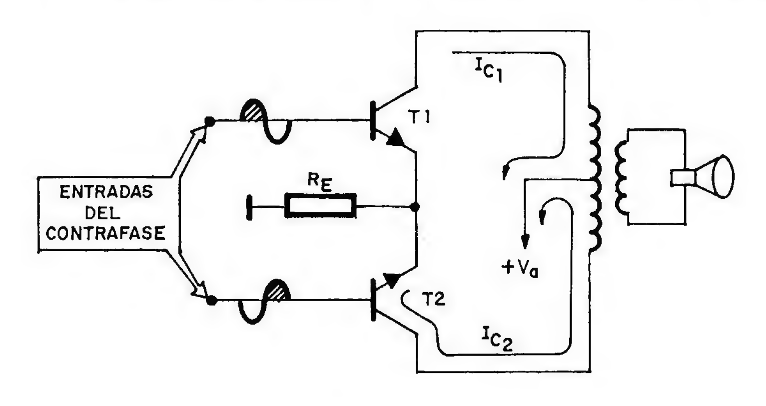


Fig. 9-7

El problema que acarrea el circuito en contrafase deriva de la necesidad de aplicar dos señales iguales y desfasadas 180°, lo cual requiere un circuito auxiliar y previo que transforme la señal de que se trate en las dos que hay que aplicar al contrafase. A estos circuitos previos se les denomina *inversores de fase.*

DIFERENTES TIPOS DE INVERSORES DE FASE PARA USO EN PUSH-PULL

Las dos señales iguales y opuestas que requiere el circuito en contrafase exigen el uso de un circuito inversor de fase que transforma una señal de B.F. en dos como las que se precisan. A continuación se presentan los dos inversores de fase más importantes:

A) *Inversor de fase con transformador de toma media:* En las fuentes de alimentación de doble onda se comentaron las particularidades del transformador con toma central en el secundario. Su propiedad fundamental consiste en producir en bornes de su se-

cundario dos señales iguales y desfasadas 180°, como las que necesita el contrafase y que se han representado en la figura 9-8.

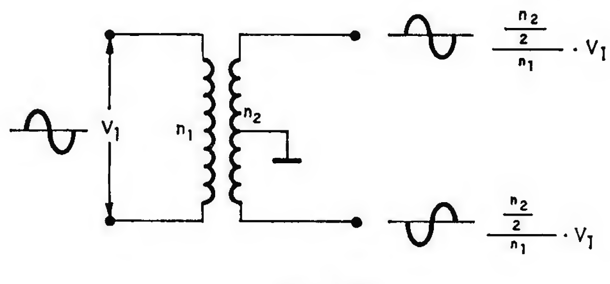


Fig. 9-8

B) *Inversor de fase transistorizado:* Debido a los problemas de volumen, precio e interferencias que causan los transformadores, a veces no es recomendable su empleo como inversores de fase. Para sustituirlos se presenta en la figura 9-9 un circuito con un solo transistor, en el que, aprovechando que en el montaje de emisor común la señal de salida está desfasada 180°, se consiguen fácilmente dos señales iguales y opuestas, una de las cuales es la misma de entrada y la otra es la de salida reducida al mismo nivel que la de entrada mediante un divisor de tensión formado por R_A y R_B.

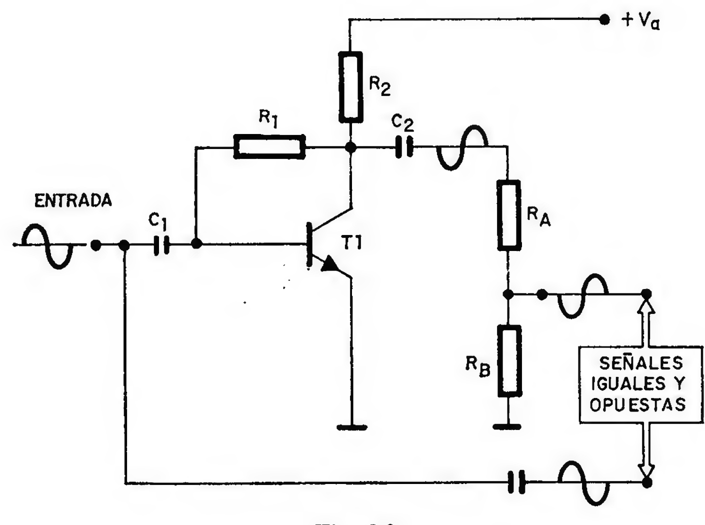


Fig. 9-9

C_1 y C_2 de la figura 9-9 bloquean las componentes de continuas; R_1 polariza y estabiliza la temperatura, y R_2 constituye la resistencia de carga del inversor de fase.

CONTRAFASE CON TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS

El más engorroso inconveniente de usar como circuito de salida un contrafase es el inversor de fase que necesita. Para soslayarlo se fabrican tipos de transistores de características idénticas, pero de constitución diferente, es decir, uno NPN y otro PNP. Colocando estos dos tipos de transistores formando el contrafase se elimina el inversor de fase previo, ya que mientras uno de ellos quedará polarizado directamente en el semiciclo positivo, el otro lo estará en el negativo. Con una misma señal conducen alternativamente cada uno en un semiciclo. Por otro lado, se puede colocar directamente la carga final, en la figura 9-10 constituida por el altavoz, que actúa como impedancia de salida de los dos transistores, ya que están en montaje de colector a masa con muy baja impedancia de salida.

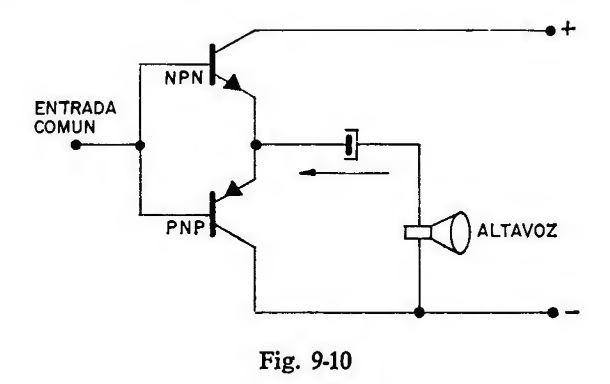


Fig. 9-10

DESCRIPCION DE UN AMPLIFICADOR DE SALIDA DE AUDIO EN CONTRAFASE CON TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS Y SIN TRANSFORMADOR

Como colofón a este capítulo se pasa a explicar el amplificador de salida que utiliza el receptor de televisión LAVIS modelo TV-120-124 R, cuyo esquema se expone en la figura 9-11.

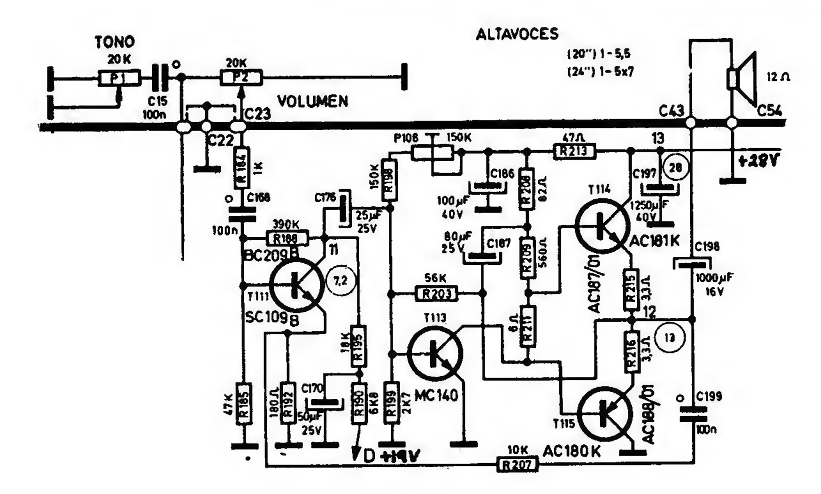


Fig. 9-11

Los transistores de la figura 9-11, T111 y T113, actúan como preamplificadores. T114 y T115 forman un par de salida complementarios (AC187/01 y AC188/01). Del punto de unión de sus emisores se toma la señal amplificada, que se aplica al altavoz a través de C198.

En la figura 9-12 se representa, en forma simplificada, la etapa de salida de audio en contrafase.

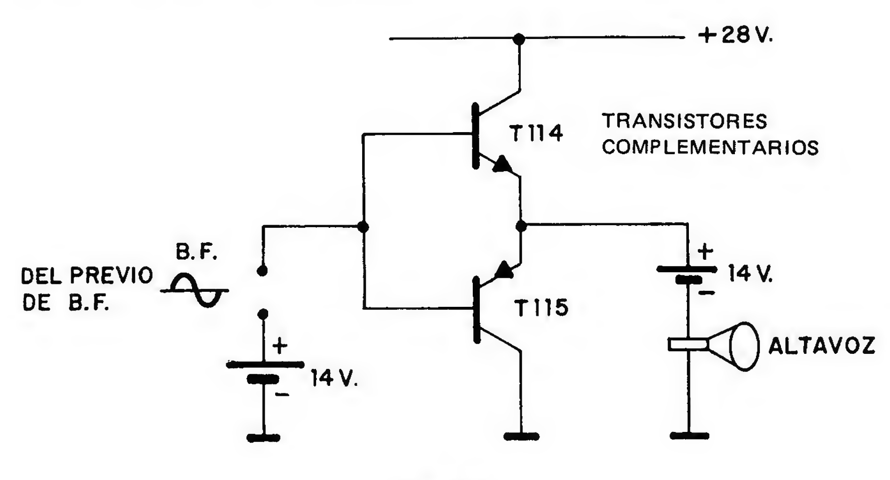


Fig. 9-12

Los transistores T114 y T115 se llaman complementarios porque siendo NPN y PNP, respectivamente, sus características eléctricas son muy similares. La señal procedente del preamplificador se aplica simultáneamente a las bases de ambos, conjuntamente con la polarización fija de la base, que es 14 V, o sea, la mitad que la alimentación. Por otra parte, otra tensión de 14 V se encuentra intercalada con el altavoz, situado en el circuito de emisor de ambos transistores. Esto significa que, siendo el altavoz la carga de la etapa, T114 y T115 están dispuestos en circuito de colector a masa (seguidor de emisor). La baja impedancia de esta configuración permite eliminar el transformador de salida. En estas condiciones los transistores se encuentran bloqueados en ausencia de señal (igual tensión en base y en emisor).

Durante el semiciclo positivo de la señal, la base de T114 supera la tensión del emisor, conduciendo dicho transistor. Durante este semiciclo el T115 sigue bloqueado. Lo contrario sucede durante el semiciclo negativo, es decir, T115 conduce mientras que T114 sigue bloqueado. En la figura 9-13 se muestra la circulación de las corrientes a través de los dos transistores en contrafase.

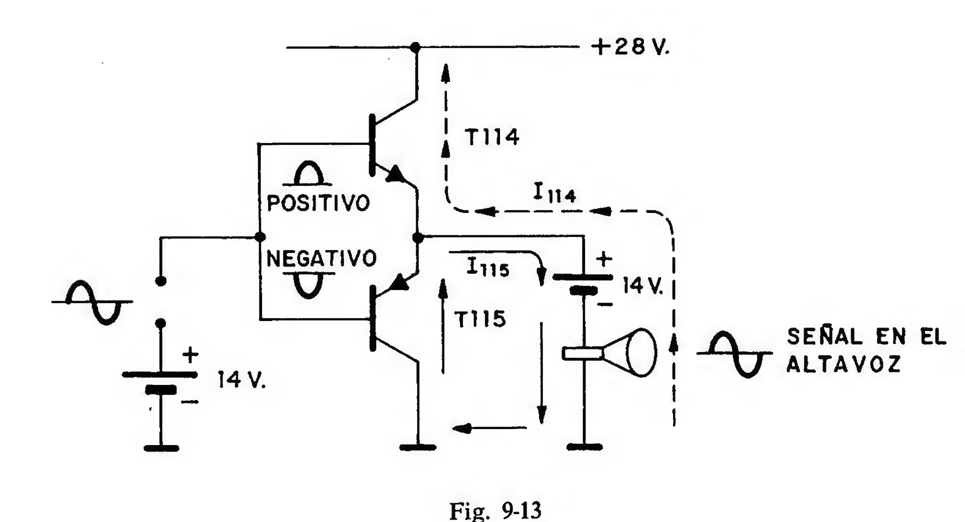


Fig. 9-13

Dado que un transistor en montaje de colector a masa no invierte la fase de la señal de entrada, T114 aplicará al altavoz el semiciclo positivo y T115 el negativo de la señal, que estará amplificada en potencia (no hay amplificación de tensión).

Para que un transistor de germanio conduzca, es preciso superar los 0,2 V entre base y emisor (0,5 V si son de silicio). En las condiciones de funcionamiento de los transistores T114 y T115, la tensión entre base y emisor era nula en ausencia de señal, siendo los propios semiciclos de la señal a amplificar los encargados de la polarización y conducción de los transistores. Esto implica que, al comienzo y al final de cada semiciclo, en tanto no se superen los 0,2 V, existirá una distorsión, llamada de cruce, con lo que la señal de salida adoptará la forma indicada en la figura 9-14.

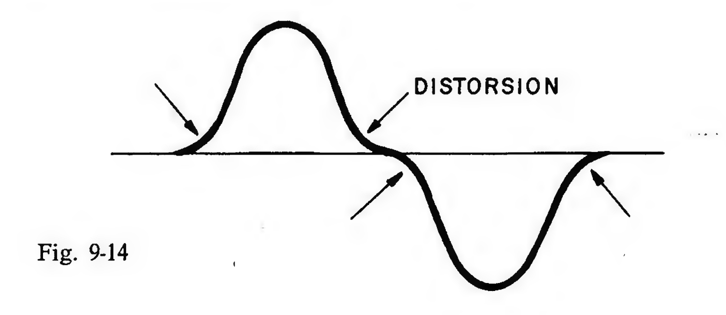


Fig. 9-14

Para eliminar la distorsión mostrada en la figura 9-14, hay que aplicar una polarización directa mínima entre base y emisor del par complementario del orden de los 0,2 V.

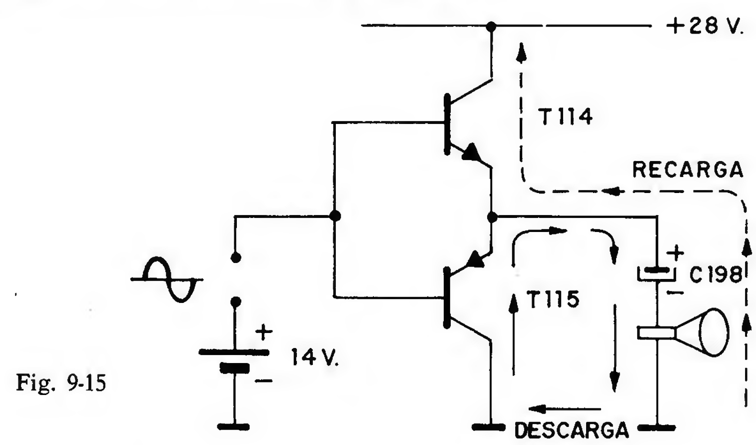


Fig. 9-15

La necesidad de aplicar una tensión de 14 V a los emisores se cubre mediante el condensador electrolítico C198, como lo muestra la figura 9-15.

C198 se recarga cuando T114 conduce, descargándose por T115 durante los semiciclos negativos de la señal. Eligiendo una elevada capacidad (1.000 μF) la tensión entre sus armaduras, permanecerá suficientemente constante para el correcto funcionamiento del circuito.

Para conseguir la polarización mínima a las bases de los transistores, se emplean las resistencias que forman la carga de la etapa preamplificadora anterior, R211, R209 y R208, tal como se aprecia en la figura 9-16.

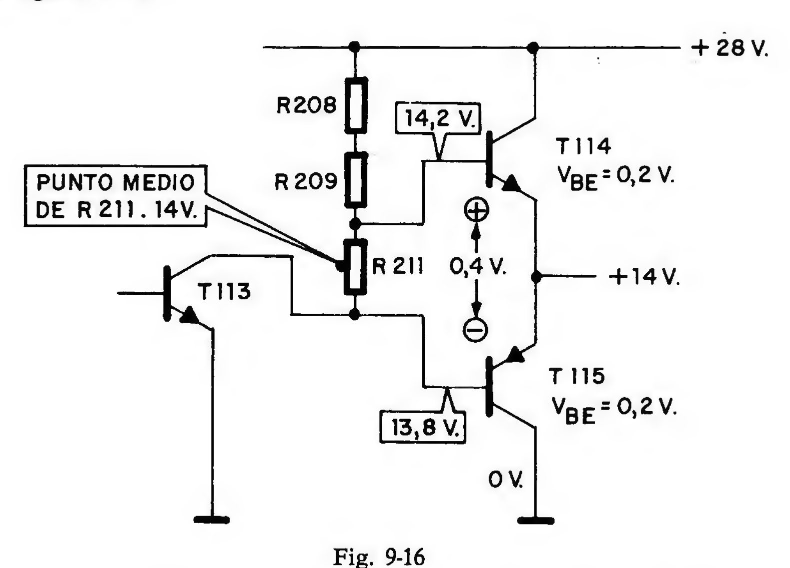


Fig. 9-16

Calculando R211 para que absorba una tensión de 0,4 V, entre base y emisor de cada transistor existirán 0,2 V de polarización. En el caso de que los transistores de salida fuesen de silicio, R211 debería absorber 1 V para polarizar a cada transistor con 0,5 V entre base y emisor. La corriente que circula a través del conjunto R211, R209 y R208 es la de colector del transistor T113, que debe ajustarse para que la tensión respecto a masa del punto medio de R211 sea la misma que la de los emisores (14 V); de lo contrario, las tensiones entre base y emisor de cada transistor de salida no podrían ser iguales. En la figura 9-17 se aprecia claramente este fenómeno.

También hay que tener en cuenta los problemas derivados de las fluctuaciones de temperatura y de la inevitable dispersión de

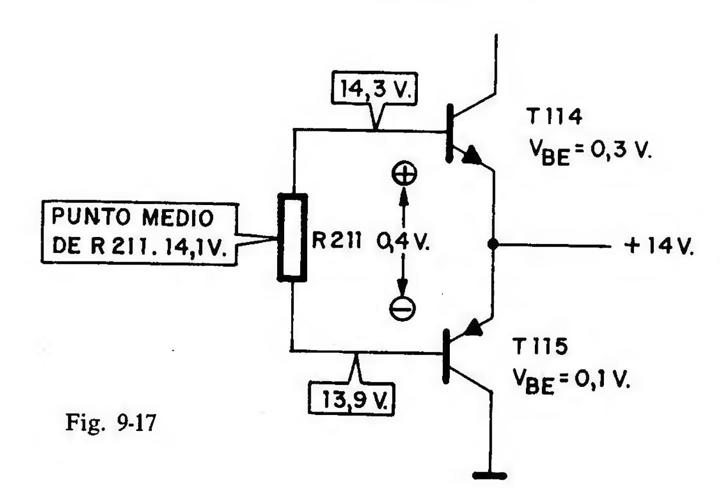


Fig. 9-17

las características de los transistores complementarios. Estos parámetros tienden a modificar la tensión de los emisores, dando lugar a distorsiones. Para evitarlo, se recurre a la introducción de una realimentación en continua, mediante la interconexión con la base del preamplificador previo, a través de R203. Ver la figura 9-18.

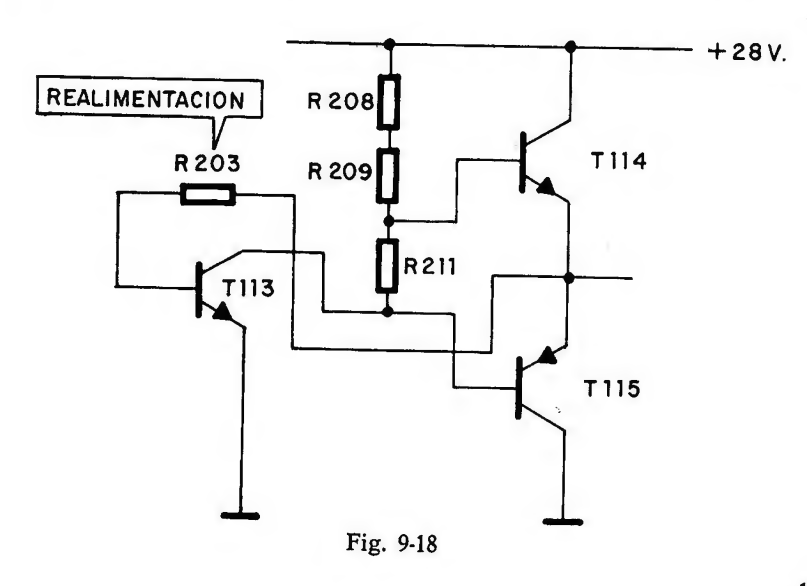


Fig. 9-18

Si la tensión del punto medio del par complementario tendiera a subir, por ejemplo, desde 14 V a 14,01 V, la polarización de la base de T113 se elevaría (efecto de R203), con lo que aumentaría su conducción. La mayor caída de tensión a través de R208 y R209 haría descender la tensión del punto medio de R211, desde 14 V hasta 13,95 V. Por otra parte, si antes había 0,4 V en bornes de R211 dada su pequeña resistencia (6 ohmios), se puede considerar que dicha tensión permanece invariable. De esta forma la tensión de la base de T114 pasa a 14,15 V (13,95 + 0,2), apareciendo entre base y emisor una polarización de 0,14 V (14,15 — 14,01). En cuanto a T115 su tensión de base pasa a valer 13,75 V (13,95 — 0,2), apareciendo entre su base y emisor 0,26 V (14,01 — 13,75). Es decir, la polarización de T114 se reduce y disminuye su conducción, mientras que la de T115 aumenta, conduciendo más. Ello equivale a alejar a los emisores del positivo y acercarlos a masa, lo que reduce su tensión y compensa de esta forma el supuesto inicial.

La estabilización térmica es la usual y está formada por R215 y R216, cuyo valor, 3,3 ohmios, hace innecesario el típico desacoplo por condensadores en paralelo.

La señal a amplificar se aplica al potenciómetro de volumen P2 y al circuito de control de tono, formado por C15 y P1. Por el cursor de P2 se deriva una parte de la señal para aplicarla a través de R184 y C168, de bloqueo de continua, a la base del primer preamplificador T111. El circuito de esta etapa se alimenta desde el punto *D*, mediante una tensión de 19 V, obtenida desde otra entrada del circuito. El emisor recibe una realimentación de la señal de salida por C199 y R207 que contribuye a la reducción de la amplificación para prevenir distorsiones.

La salida del primer preamplificador se aplica a través de C-176, de bloqueo de continua, a la base del segundo preamplificador T113. La polarización de base de éste puede ajustarse mediante P108, para regular su conducción y conseguir los 14 V en los emisores del par complementario de salida. C-187 desacopla parcialmente a masa, por R208 y C186, la realimentación continua, que lleva a cabo R203, permitiendo una débil realimentación de señal que contribuye a reducir las distorsiones.

EJERCICIOS DE LA LECCION 9.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. Una etapa previa, también llamada preamplificadora:

a) Amplifica la tensión de la señal.
b) Amplifica la corriente de la señal.
c) Amplifica la potencia de la señal.

2.ª PREGUNTA. El acoplo entre etapas previas que menos elementos precisa es el de:

a) Acoplo *R-C*.
b) La estabilización de la temperatura.
c) El acoplo de impedancias.

3.ª PREGUNTA. El problema que caracteriza la etapa de salida, comparada con las preamplificadoras es:

a) La polarización de la base.
b) La estabilización de la temperatura.
c) El acoplo de impedancias.

4.ª PREGUNTA. La ventaja de una etapa de salida en contrafase es:

a) Doble potencia y distorsión simple.
b) Doble potencia y mitad de distorsión.
c) Dobles potencia y distorsión.

5.ª PREGUNTA. El inversor de fase se utiliza para:

a) Aumentar al doble el nivel de la señal e invertirla 180°.
b) Obtener dos señales iguales y desfasadas 180°.
c) Obtener dos señales iguales y desfasadas 90°.

6.ª PREGUNTA. El funcionamiento de un inversor de fase transistorizado se basa en:

a) La amplificación del transistor.
b) La reducción de la señal y su desfase.
c) El desfase entre la señal de entrada y la de salida.

7.ª PREGUNTA. La característica del contrafase con transistores complementarios estriba en:

a) El uso de dos transistores exactamente iguales.
b) El uso de dos transistores iguales pero de distinta constitución interna.
c) El uso de dos transistores iguales con inversor de fase por transformador con secundario de toma media.

LECCION **10**

AMPLIFICADORES DE A.F.

GENERALIDADES. NEUTRALIZACION

El comportamiento de un transistor ante la señal que se le aplica para amplificar viene a ser como un conjunto de resistencias y capacidades entre sus electrodos que determinan el tratamiento de dicha señal. Así como los resistores del circuito equivalente de un transistor sólo presentan una cierta oposición al paso de la señal, las capacidades presentan una reactancia que depende de la frecuencia de trabajo, ya que $X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$. En el tema anterior referente a B.F. no se planteó la actuación de las capacidades internas que se forman en las dos uniones N-P del transistor, porque en frecuencias bajas X_C es muy elevada; en cambio, como los amplificadores de A.F. son los encargados de trabajar con señales de más de 20.000 Hz y cuyo límite máximo es elevadísimo, hace que los condensadores internos del transistor presenten una reducida X_C, comportándose prácticamente como cortocircuito. En la figura 10-1 se muestra el circuito equivalente interno de un transistor.

En el montaje más utilizado, que es el de emisor común, la señal de entrada se aplica a la base y sale por el colector, pero, teniendo en cuenta el circuito equivalente de la figura 10-1, entre la salida y la entrada hay un condensador C_3, de unos pocos picofaradios, que en caso de trabajar en frecuencias muy altas, al tener una escasísima reactancia, la señal que sale por el colector y que está desfasada 180° con la de entrada atraviesa C_3 y se vuelve a aplicar de

nuevo a la base, originando una realimentación negativa que perturba y distorsiona la señal que se aplica al circuito.

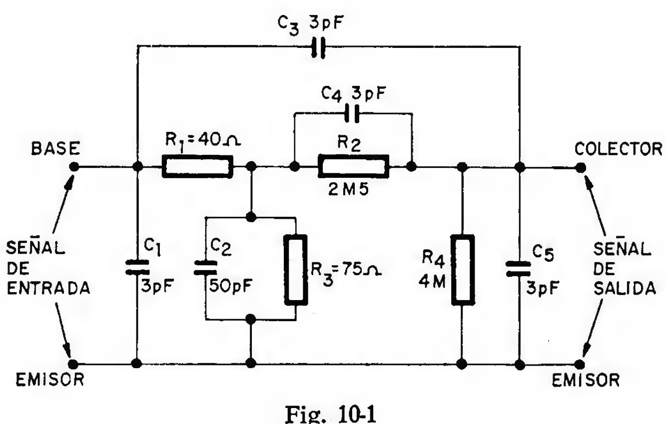


Fig. 10-1

Como más adelante se comentará, los amplificadores de A.F. tienen en la entrada y la salida transformadores sintonizados. En la figura 10-2 se presenta una etapa clásica de A.F., sin polarizaciones ni estabilización térmica para hacer más fácil su comprensión. La realimentación que se produce a consecuencia de C_3 se ha marcado con línea discontinua.

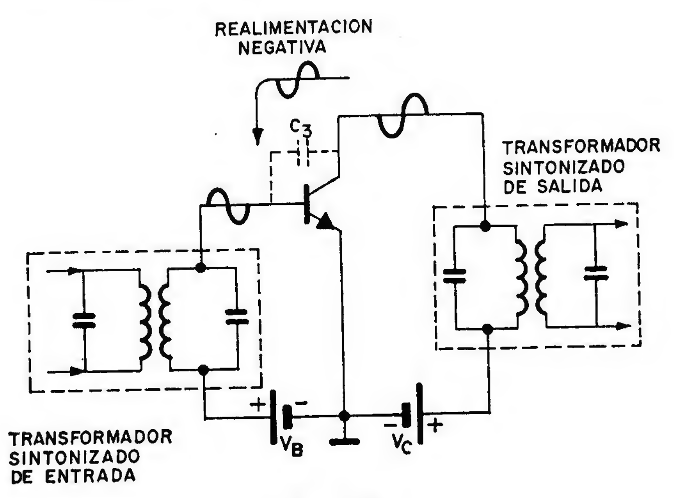


Fig. 10-2

Se llama *neutralización* al sistema que se emplea para evitar o anular la realimentación negativa en el transistor de A.F. El procedimiento general consiste en introducir en la base del transistor, mediante el circuito de neutralización, una señal igual a la de realimentación, pero desfasada 180° con ella, al objeto de que ambas se anulen. A continuación se exponen diferentes procedimientos y circuitos de neutralización.

NEUTRALIZACION POR DERIVACION EN EL PRIMARIO

Aprovechando el uso del transformador sintonizado en el circuito de salida del transistor de A.F. y que un bobinado con toma media dispone entre sus extremos de señales iguales y opuestas, la figura 10-3 muestra este primer sistema para lograr neutralizar la realimentación interna, recogiendo la señal de salida opuesta a la de colector y, mediante un condensador C_N equivalente al interno, aplicarla a la base del transistor para que al sumarse con la de realimentación, que son iguales y opuestas, se anulen.

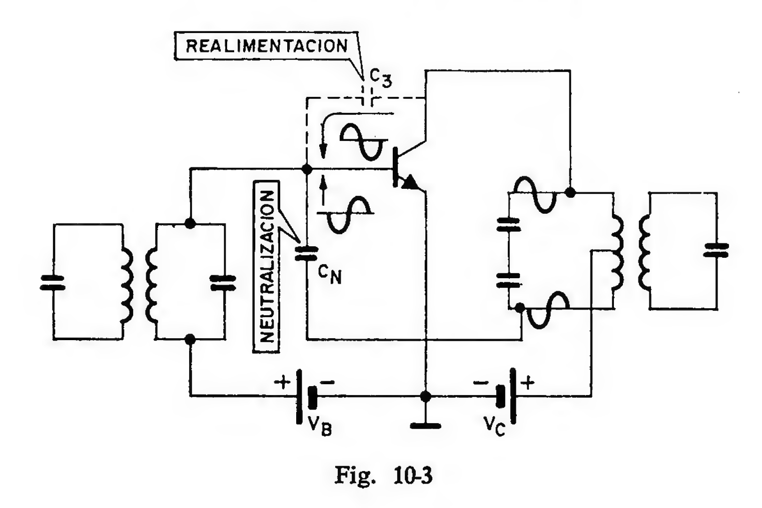


Fig. 10-3

NEUTRALIZACION POR DERIVACION EN EL SECUNDARIO

Siguiendo el mismo proceso que con el sistema anterior, se trata de lograr la neutralización llevando a la base otra señal igual y opuesta a la que atraviesa el transistor internamente. En lugar

de producir la señal opuesta desde el primario del transformador, se realiza desde el secundario, que como se sabe produce un desfase de 180° en la transferencia de la señal. La figura 10-4 muestra la forma de efectuar la neutralización desde el secundario colocando un condensador C_N que transmite la señal a la base del transistor.

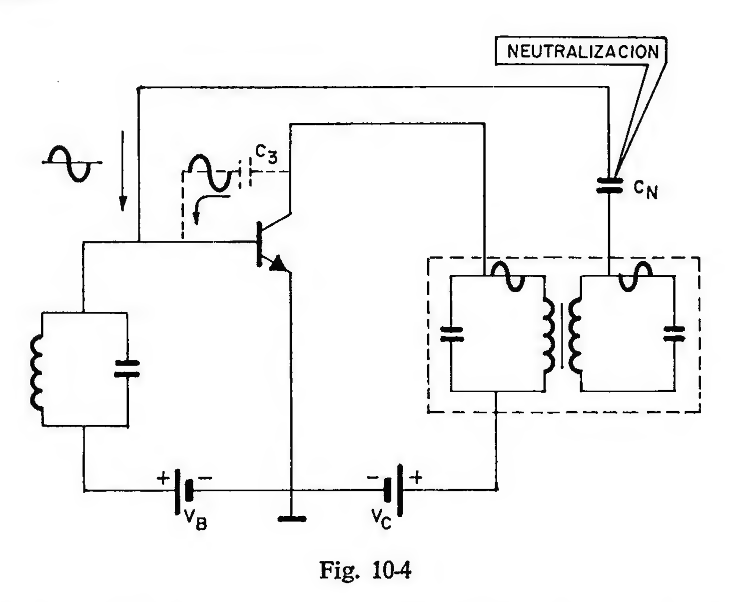


Fig. 10-4

Una variante de este sistema consiste en producir la realimentación, en lugar del secundario del transformador sintonizado, de otro bobinado auxiliar que hace de secundario y produce la señal desfasada necesaria.

PROBLEMAS DE ACOPLO EN LAS ETAPAS DE A.F.

Dada la característica especial de los amplificadores de A.F., que están especializados en amplificar una frecuencia determinada, precisan de transformadores sintonizados a dicha frecuencia, tanto en la entrada como en la salida. Los transformadores sintonizados consisten en un bobinado primario y un secundario en paralelo cada uno con una capacidad, que los convierte en circuitos resonantes de una frecuencia fija, para la cual presentan una impedancia bastante elevada. Como la impedancia de entrada del

transistor es muy baja (unos cientos de ohmios) y la de salida colector-emisor tampoco es demasiado alta (unos miles de ohmios), al colocar un transformador sintonizado a la entrada y otro a la salida del transistor de A.F. sus altas impedancias quedan en paralelo con las de éste, produciéndose un desacoplo perjudicial, más acusado e importante en el circuito de entrada.

Para evitar la conexión de circuitos de elevada impedancia (transformadores sintonizados) con otros de reducida (entrada y salida del transistor) se utilizan diferentes formas de acoplo que se exponen a continuación.

ACOPLO POR TRANSFORMADOR SINTONIZADO

Utilizando los mismos transformadores que en las etapas de A.F., hay dos procedimientos para evitar la interconexión de los mismos directamente con la entrada y la salida del transistor.

A) Por derivación en los bobinados

Para reducir la impedancia del transformador se conectan la entrada y la salida de las etapas de A.F. a un punto intermedio del bobinado primario y secundario, como se representa en la figura 10-5, en la que se aprecia que la conexión para la entrada del transistor dispondrá de menos espiras que la de salida.

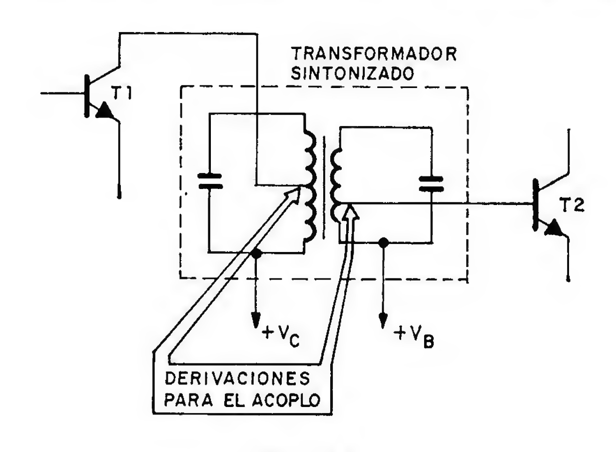


Fig. 10-5

B) Por derivación en la capacidad

Se basa en el fundamento antes mencionado, pero en vez de producir la derivación en los bobinados se realiza en la capacidad, como se presenta en la figura 10-6.

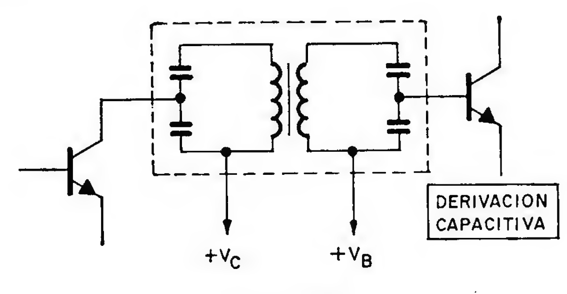


Fig. 10-6

C) Por bobinas sin sintonizar

Como el desequilibrio de impedancias más notable se presenta con el circuito de entrada del transistor, que es de muy baja resistencia, se suele emplear a menudo como carga o salida de una etapa que tenga una apreciable impedancia un circuito sintonizado y, como entrada a la siguiente, un bobinado sin sintonizar de características adecuadas para que posea una baja impedancia. Este sistema está expuesto gráficamente en la figura 10-7. Como en todas las de esta lección, se han eliminado de ellas los circuitos de polarización y estabilización, para centrar más la atención sobre las peculiaridades que presenta cada circuito.

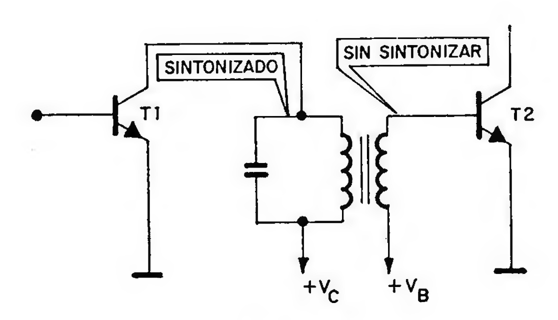


Fig. 10-7

D) Por autotransformador

Se trata de usar un único circuito sintonizado, pero repartiendo el bobinado, que se usa en común para la salida de la etapa y para la entrada de la siguiente, de forma que se establezca una aproximación entre las impedancias, como se refleja en la figura 10-8.

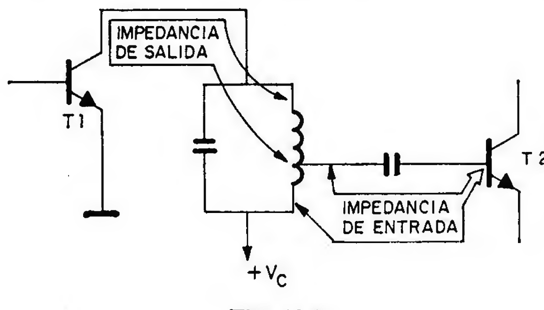


Fig. 10-8

También cuando no hay acoplo inductivo entre los transformadores sintonizados se transmite la señal de primario a secundario a través de un condensador.

ANALISIS DE UN AMPLIFICADOR DE A.F. DE DOS ETAPAS

Se presenta a estudio un amplificador de A.F. de dos etapas, dibujado en la figura 10-9, para que el lector se habitúe al análisis de todos sus componentes.

Todo el circuito se alimenta con una tensión negativa, por utilizar transistores PNP, que se obtiene de una pila en cuya salida se ha colocado un filtro formado por R_9 y C_{13}, que evita acoplos entre las diversas etapas, ya que elimina las componentes alternas. Los transformadores de acoplo se pueden ajustar mediante un núcleo móvil, que está representado por la línea inclinada que los corta; aunque el primario está sintonizado por tener un condensador en paralelo, los secundarios no, para evitar el desacoplo de impedancias que ya se ha explicado. El circuito de la figura 10-9 responde al clásico amplificador de F.I. utilizado en todo tipo de receptores de señales de A.F.

R_3, junto con C_3 y C_4, forman el resistor y la capacidad, constituida por dos conductores en serie, que polarizan al emisor y estabilizan térmicamente el transistor.

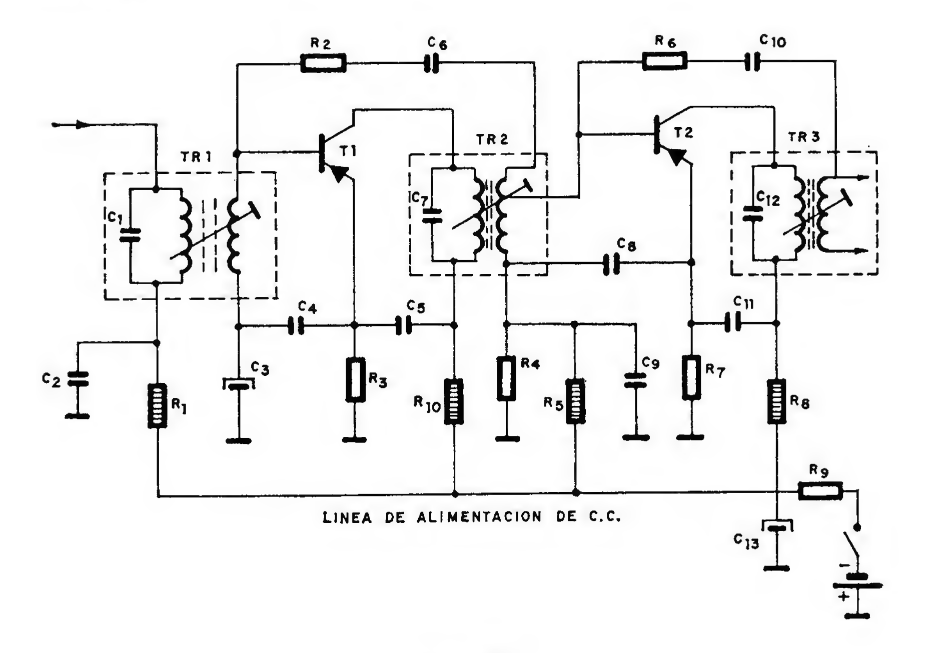


Fig. 10-9

R_1 con C_2 forman un filtro que evita circule una componente alterna por la fuente de alimentación que podría interferir otras etapas.

Como carga de T_1 actúa el primario sintonizado de TR_2, así como la entrada de T_1 la compone el secundario de TR_1, que no se ha sintonizado con objeto de reducir su impedancia para un mejor acoplo.

R_{10} y C_5 forman un filtro que desacopla la línea de alimentación de la componente alterna con que trabaja T_1, constituyendo R_2 y C_6 el circuito de neutralización.

La entrada de T_2 la constituye una parte del secundario de TR_2, a la cual se superpone una componente continua procedente del divisor de tensión formado por las resistencias R_4 y R_5.

R_7, junto con C_8 y C_9, forman la polarización de emisor y el circuito de estabilización térmica del transistor T_2, cuya resistencia de carga corresponde al circuito sintonizado del primario de TR_3 y el circuito de neutralización. R_8 y C_{11} componen un filtro que desacopla la componente alterna de la línea de alimentación.

EJERCICIOS DE LA LECCION 10.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. La neutralización:

a) Evita los problemas de acoplamiento en los amplificadores de A.F.
b) Evita los problemas de realimentación negativa a través de las capacidades internas del transistor.
c) Evita los problemas de poca amplificación de las débiles reactancias del circuito equivalente de un transistor.

2.ª PREGUNTA. La magnitud más perjudicial del circuito equivalente de un transistor es:

a) La capacidad entre base y emisor.
b) La capacidad entre colector y base.
c) La capacidad entre colector y emisor.

3.ª PREGUNTA. Para lograr la neutralización:

a) Se aplica a la base una señal opuesta a la de salida.
b) Se aplica a la base una señal opuesta a la de entrada.
c) Se aplica a la base una señal en fase con la de entrada.

4.ª PREGUNTA. El principal problema del acoplo entre etapas de amplificadores de A.F. es:

a) La baja impedancia de entrada del transistor.
b) La impedancia de salida del transistor.
c) La relación entre la impedancia de salida y la de entrada.

5.ª PREGUNTA. El acoplo por autotransformador consiste:

a) En colocar un autotransformador como salida de una etapa.
b) En colocar un autotransformador como entrada de una etapa.
c) En colocar un transformador sintonizado aprovechando parte de su bobinado como carga de un transistor y la otra como entrada de la siguiente.

6.ª PREGUNTA. Las principales características que diferencian los circuitos de A.F. respecto a los de B.F. son:

a) Sus impedancias de carga.
b) Sus polarizaciones de entrada.
c) Las realimentaciones y acoplos entre etapas.

LECCION **11**

AMPLIFICADORES DE CORRIENTE CONTINUA

GENERALIDADES

Hay que aclarar en este tipo de amplificadores que el término «de corriente continua» no quiere decir que amplifiquen o eleven la corriente continua pura, cosa imposible de lograr directamente, sino que amplifican variaciones muy lentas de tensión, que, debido a la constancia de sus valores, reciben el nombre de c.c. Para comprender este concepto se supone que se está controlando la velocidad de un motor mediante una dinamo tacométrica que gira acoplada al eje de aquel y produce una tensión proporcional a su velocidad. Las pequeñas variaciones de la velocidad hay que corregirlas inmediatamente con el sistema adecuado, al que se le introduce el estado del motor por la tensión que origina la dinamo. La velocidad se mantiene normalmente fija y sólo de vez en cuando se producen ligeras oscilaciones, que motivan la aparición de pequeñas diferencias de tensión. Estas lentas variaciones de tensión, que como ejemplo pueden alcanzar sólo unas décimas de voltio en varias horas de funcionamiento, hay que amplificarlas adecuadamente hasta el nivel de entrada que requiere el sistema que trata y analiza esa señal. Estos amplificadores son los que reciben el nombre de «corriente continua».

Un transistor que amplifique las señales de corriente continua que se han comentado precisa un circuito de polarización y trabajo básicamente similar al que se aplicó a los amplificadores de B.F. y A.F., pero, dadas las características especiales de la señal que lo atraviesa, presenta las siguientes particularidades:

A) El acoplo entre las etapas de los amplificadores de c.c. ha de ser forzosamente directo, ya que los sistemas de transformador o *R-C* bloquean la componente continua y con ella la señal que se está amplificando. Este tipo de acoplo hace que se eleve la tensión de polarización de entrada de cada etapa, y en unas pocas se alcance el límite de la tensión de alimentación, con lo cual, y si se precisan más etapas, hay que colocar delante de ellas un circuito que reduzca la tensión final de salida de las etapas anteriores.

B) Las variaciones que se producen en la temperatura ambiente repercuten en el funcionamiento del transistor y son muy difíciles de distinguir y separar de las variaciones de la señal de c.c.; ambos tipos de variación son aproximadamente de iguales magnitud y características. La polarización de las etapas de c.c. ha de estar preparada para evitar las variaciones de carácter térmico pero no las procedentes de la señal.

C) Presentado en el apartado anterior el grave problema que en este tipo de circuitos supone la temperatura, es imprescindible usar en ellos exclusivamente semiconductores de silicio, ya que tienen unas corrientes inversas entre electrodos muy inferiores a los fabricados con germanio y estas corrientes son las más afectadas por los cambios de temperatura.

POLARIZACION, ESTABILIZACION Y ACOPLO ENTRE ETAPAS DE C.C.

En las etapas que amplifican c.c. se dispone de una polarización de entrada que puede estar conseguida por un divisor de resistencias o bien por la aplicación directa de la componente continua de

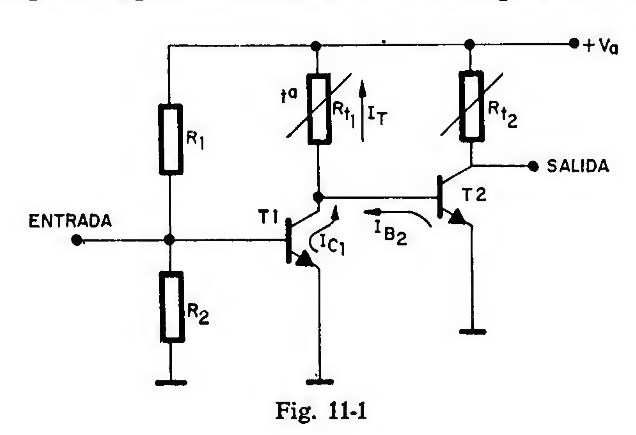


Fig. 11-1

la etapa anterior. Como elemento estabilizador de los fenómenos térmicos se coloca una resistencia en emisor, cuya actuación se expondrá más adelante, o, en su defecto, se pone como carga un elemento cuya resistencia varíe con la temperatura, como puede serlo una NTC (resistencia de coeficiente negativo de temperatura) o un diodo semiconductor, que también decrece su resistencia interna al crecer la temperatura. La figura 11-1 muestra un par de etapas de c.c. en su circuito clásico.

En la figura 11-1, R_1 y R_2 polarizan la base de T_1, mientras que T_2 queda polarizado directamente. Las resistencias de carga sensibles a las variaciones de temperatura eliminan las fluctuaciones de corriente producidas por efecto térmico, como se deduce de las corrientes señaladas en la figura, de las que se desprende que:

$$I_T = I_{C1} + I_{B2}$$

$$I_{B2} = I_T - I_{C1}$$

Al elevarse la temperatura lo hace también I_{C1}, pero al mismo tiempo disminuye el valor de la NTC, R_{t1}, con lo que crece proporcionalmente I_T. Comoquiera que I_{B2} es la diferencia de las dos corrientes anteriores y éstas han aumentado lo mismo, se mantiene constante I_{B2} y con ella las corrientes de T_2.

El procedimiento de estabilización térmica explicado, utilizando resistores cuyo valor varía con la temperatura, es difícil que actúe correctamente en toda la gama de temperaturas, precisando otros elementos que regulen su actuación, lo que complica extraordinariamente el circuito; por este motivo, el procedimiento que en general se usa consiste en colocar una resistencia en el emisor del transistor, como se indica en la figura 11-2.

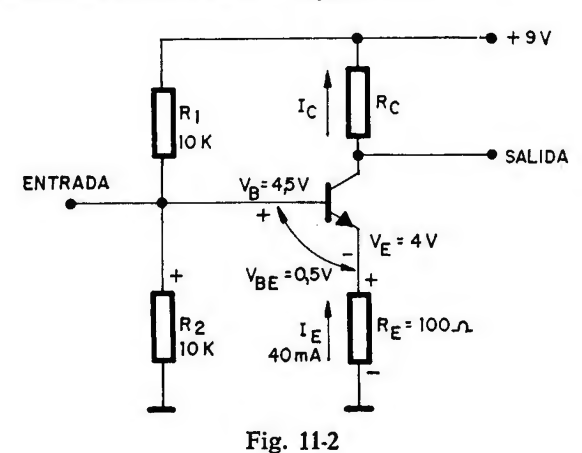


Fig. 11-2

La polarización de entrada del circuito V_{BE} se obtiene restando la tensión de la base, que es de 4,5 V, originada por el divisor R_1 y R_2 de la del emisor, que es de 4 V, y que se produce al atravesar I_E, de 40 mA, la R_E, de 100 Ω. $V_{BE} = V_B - V_E = 4,5 - 4 = 0,5$ V.

En caso de aumentar la temperatura, y con ella I_E, se incrementa proporcionalmente V_E, con lo que V_{BE} disminuye al mantenerse V_B constante en 4,5 V. Esto supone una tendencia a disminuir las corrientes del transistor y a compensar el aumento que había provocado la temperatura. Esquemáticamente este proceso se representa así:

T.ª ↑, I_E ↑, V_E ↑, V_B = constante, V_{BE} ↓, I_E ↓.

La colocación de la resistencia en el emisor provoca una realimentación negativa que se opone a las variaciones del valor de amplificación del transistor.

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Es el circuito más representativo y utilizado de los que componen los de c.c. La célula básica está formada por dos transistores idénticos, polarizados por la misma tensión en parelelo, que en el ejemplo expuesto en la figura 11-3 es de 9 V.

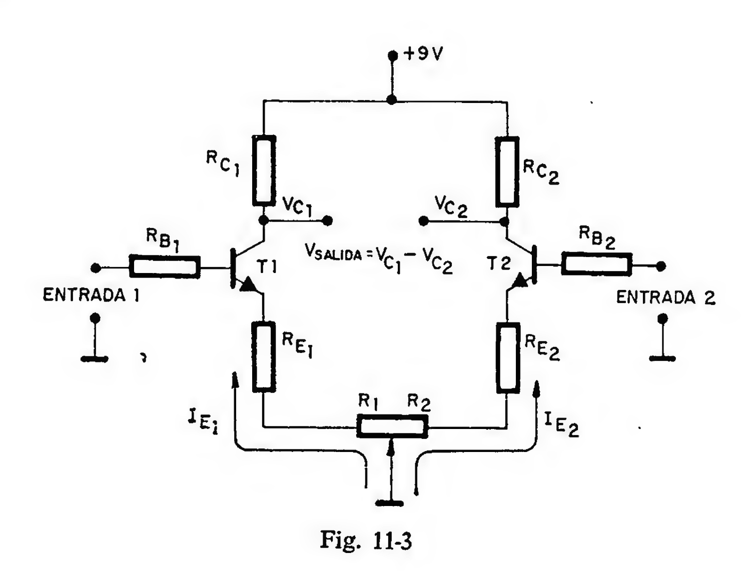


Fig. 11-3

Al ser simétrico el montaje y cumplirse $T_1 = T_2$, $R_{C1} = R_{C2}$, $R_{E1} = R_{E2}$ y $R_{B1} = R_{B2}$, si ambas entradas disponen de la misma señal, las corrientes que atraviesan los semiconductores serán muy parecidas, sin llegar a ser completamente idénticas por las diferencias constitucionales y de tolerancia de los semiconductores y los componentes. Por este motivo, y para aproximar al máximo el comportamiento de las dos secciones, se complementan los valores de las resistencias de emisor con un potenciómetro que, regulándolo adecuadamente, logra igualar las dos corrientes. Si se supone que los valores R_1 y R_2 son los correctos y las tensiones de entrada iguales, por ejemplo de 0 V, las corrientes supuestas en un circuito práctico, así como los resultados que en él se obtendrían, serán los indicados en la figura 11-4.

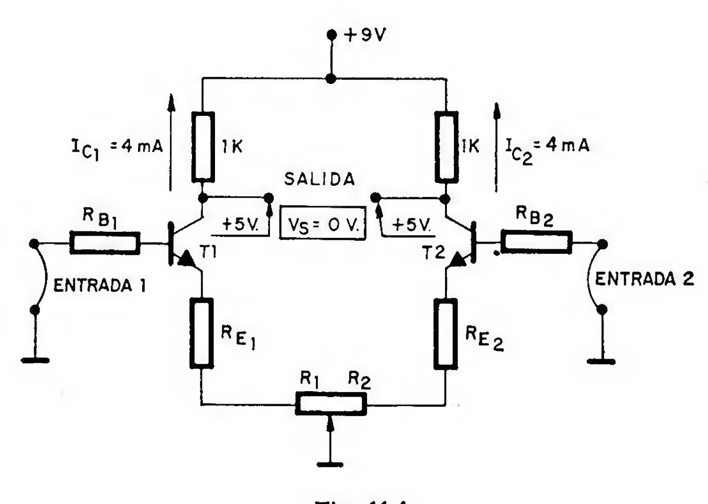


Fig. 11-4

Como se aprecia en esta figura, al circular por ambos transistores la misma corriente de 4 mA y tener las mismas resistencias de carga de 1 KΩ, se producen en ellas la misma caída de tensión de $1.000 \times 0{,}004 = 4$ V, lo que origina en los colectores una tensión de 5 V. La tensión de salida, por ser la diferencia de las de los dos colectores, que son iguales, será nula, de donde se deduce que el amplificador diferencial da salida 0 cuando la diferencia entre sus entradas es 0.

Si en las entradas del amplificador diferencial se aplican señales distintas variarán las corrientes de cada transistor y con ello

las tensiones de sus colectores, como se explica con el ejemplo de la figura 11-5, en la cual se supone que además de las señales de entrada E_1 y E_2, existe otra fija de polarización de la base, que no se indica.

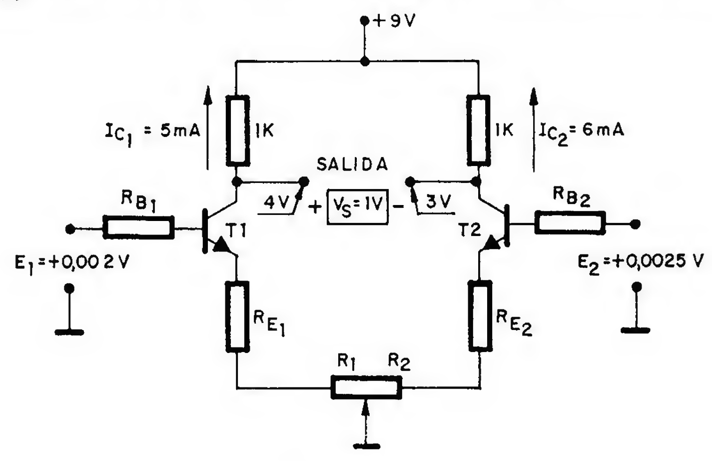


Fig. 11-5

Con una señal de entrada en T_1 de 0,002 V se hace circular por él 5 mA, lo que ocasiona una caída de tensión de 5 V en su resistencia de carga y una tensión de 4 V en su colector. Por otra parte, al aplicar 0,0025 V a T_2 circulan por él 6 mA y en su colector aparece una tensión de 3 V. La tensión de salida, diferencia de la de ambos colectores, será de 1 V y el factor de amplificación se obtendrá dividiendo la tensión de salida entre la diferencia de las entradas:

$$\text{Amplificación} = \frac{V_{\text{sal}}}{V_{\text{ent}}} = \frac{1\ \text{V}}{0{,}0025 - 0{,}0020} = \frac{1}{0{,}005} = 2.000\ \text{veces}$$

Del ejemplo analizado se deduce que este circuito amplifica 2.000 veces la diferencia entre las señales de entrada que se le aplican. También puede trabajar el amplificador diferencial como amplificador simple de una sola señal. Para ello basta conectar a masa una de las dos entradas, lo que producirá una tensión fija en el colector del transistor cortocircuitado. La polaridad de la tensión de salida del circuito depende del valor de las entradas. Así, en el ejemplo descrito en la figura 11-5 el polo positivo del voltaje de salida está a la izquierda, o sea, en el colector de T_1, que dispone de 4 V; pero si se hubieran invertido las dos señales de entrada, E_1 y E_2, se habría invertido al mismo tiempo la polaridad de salida.

Los amplificadores diferenciales constituyen el elemento básico de un tipo de circuito integrado denominado *amplificador operacional,* cuyas aplicaciones son extensísimas y que serán explicados en el siguiente tomo de esta obra.

CIRCUITO DARLINGTON, AMPLIFICADOR DE CORRIENTE

Se trata de una variante de los amplificadores de corriente continua, que está formado por dos transistores acoplados entre sí de forma que la conducción de uno de ellos provoca la del otro, y viceversa. Su circuito se puede ver en la figura 11-6.

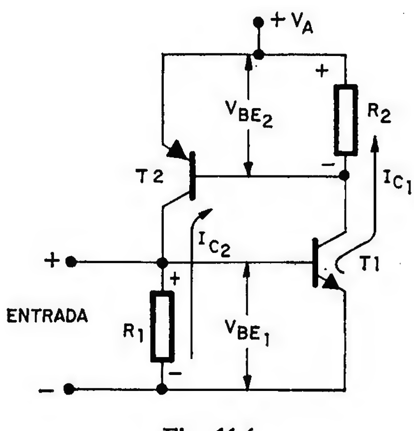


Fig. 11-6

Al aplicar por la entrada un nivel de tensión suficiente se polariza la entrada de T_1, el cual conduce una corriente I_{C1}, que atraviesa la resistencia de carga R_2, produciendo en ella una tensión que polariza directamente la entrada de T_2 con la tensión V_{BE2} e inicia el paso de corriente por T_2, que por ser PNP origina una corriente I_{C2} en la dirección que se presenta en la figura 11-6. Esta provoca una caída de tensión en R_1 que polariza a T_1 directamente, aumentando su corriente de paso y con ella la polarización de base y la conducción de T_2; es decir, que la corriente de cada transistor se utiliza para polarizar y hacer conducir al otro, llegando en breves instantes, una vez comenzado el ciclo, a saturarse ambos semiconductores y comportarse el conjunto como si fuese un cortocircuito.

En la figura 11-7 se presenta una aplicación del circuito Darlington como generador de impulsos. Interesa generar una serie de impulsos cuya frecuencia sea fácilmente regulable. Para ello nos basamos en la carga lenta de un condensador, que en parte se aplica a un Darlington. Cuando éste alcanza el nivel de disparo se cortocircuita, como se ha explicado anteriormente, y sirve para descargar el condensador e iniciar un nuevo ciclo.

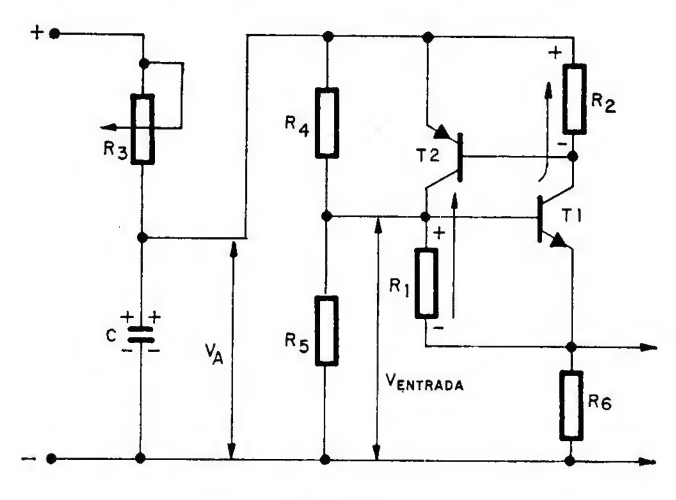


Fig. 11-7

Cuando C tiene suficiente carga para producir la alimentación V_A y la señal de entrada $V_{ENTRADA}$ suficientes para iniciar la conducción de T_1, éste polariza a T_2 y las conducciones de ambos provocan casi instantáneamente el paso por ellos de una gran corriente, haciendo que se comporten como cortocircuito, momento que aprovecha C para descargarse a través de R_6 y del circuito Darlington, produciendo un impulso de tensión en R_6 y el comienzo de un nuevo ciclo, cuya duración dependerá de la carga de C y, por tanto, del valor de R_3.

EJERCICIOS DE LA LECCION 11.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. Se llama amplificador de c.c. el que trabaja con señal:

a) De corriente continua.
b) De corriente alterna de baja frecuencia.
c) Que varía lentamente.

2.ª PREGUNTA. Todos los amplificadores de c.c. disponen de:

a) Un divisor de tensión para polarizar la base.
b) Una resistencia cuyo valor varía con la temperatura.
c) Acoplo directo con otras etapas.

3.ª PREGUNTA. El principal inconveniente de las variaciones de temperatura en los amplificadores de c.c. es:

a) Que no se pueden eliminar sus efectos.
b) Que sus efectos se confunden con los de la señal.
c) Que no se puede colocar acoplos *R-C*.

4.ª PREGUNTA. El amplificador diferencial amplifica:

a) Valores muy elevados de tensión.
b) La diferencia entre dos señales aplicadas a las bases de sus transistores.
c) La diferencia entre dos señales aplicadas a los colectores de sus transistores.

5.ª PREGUNTA. Para amplificar una sola señal con un amplificador diferencial:

a) Se aplica a la vez a las dos bases de los dos transistores.
b) Se cortocircuita una de las dos bases y se aplica la señal a la otra.
c) Se aplica al colector de uno de los dos transistores.

6.ª PREGUNTA. Si en el ejemplo de la figura 11-5 I_{C2} fuera de 7 mA, la amplificación sería de:

a) 2.000 veces.
b) 1.000 veces.
c) 4.000 veces.

7.ª PREGUNTA. En un circuito Darlington la intensidad que circula por uno de los transistores:

a) Polariza la entrada del otro.
b) Pasa en serie por el otro.
c) Deriva la corriente del otro.

LECCION 12

OSCILADORES Y MULTIVIBRADORES

GENERALIDADES

Los generadores de frecuencia variable son normalmente circuitos electrónicos alimentados con c.c. y capaces de producir diferentes tipos de ondas o señales (senoidales, cuadradas, en diente de sierra, etc.) de la frecuencia necesaria. Estos circuitos forman, junto con los amplificadores y las fuentes de alimentación, los pilares sobre los que se asienta cualquier equipo electrónico, de manera que por complicado que éste sea, siempre se puede descomponer en módulos que directa o indirectamente corresponden a una de estas tres partes de la Electrónica.

Dentro de los generadores destacan por su importancia los que suministran ondas senoidales, y que se denominan «osciladores», y los que proporcionan ondas cuadradas, llamados «multivibradores». También son muy empleados los generadores de dientes de sierra, que se describirán en la última lección teórica de este libro, cuando se conozcan algunos semiconductores especiales que necesita su circuito.

Los osciladores se estudiaron ya en el tomo 4 y ahora sólo se recuerda su funcionamiento básico y los circuitos elementales a los que responden en el caso de utilizar semiconductores.

El elemento productor de las ondas senoidales es el circuito tanque, compuesto por una bobina y un condensador en paralelo, pero dadas las pérdidas de estos componentes se requiere una

realimentación que las compense, como se representa en el esquema de bloques de la figura 12-1.

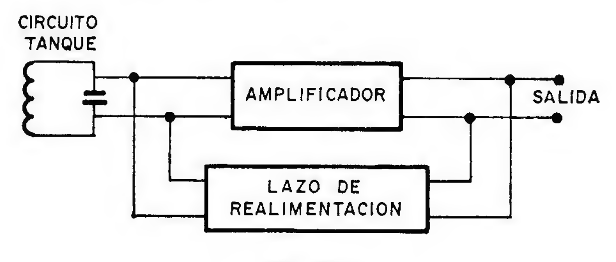


Fig. 12-1

En esta lección se describen los principales osciladores y su conexión, con un solo transistor, evitando en la mayoría de los esquemas los elementos de polarización y estabilización, para centrar el circuito y simplificarlo.

Los multivibradores sirven para producir ondas cuadradas y utilizan transistores que trabajan en conmutación, lo que significa que sólo trabaja en los dos estados límites de la recta de carga (figura 12-2). El punto A significa la saturación, ya que pasa una corriente máxima para una tensión muy reducida, mientras que el punto B representa el bloqueo, con una gran tensión de colector y corriente prácticamente nula.

En el esquema de la izquierda de la figura 12-2 se puede comprobar que la tensión de colector o salida es la de alimentación, V_a, menos la caída de tensión en R_c, que vale $I_C \cdot R_C$; por tanto, si I_C es casi nula, la tensión de colector será máxima y cercana a V_a (B), mientras que si I_C es máxima la resistencia de carga absorberá prácticamente toda la tensión de alimentación, no quedando apenas voltaje en su colector (A).

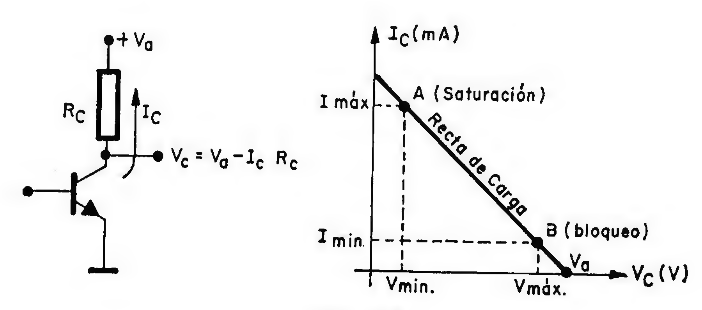


Fig. 12-2

El circuito multivibrador tiene como salida la tensión de colector de un transistor trabajando en conmutación, por lo que unas veces dispondrá de la máxima tensión y otras de la mínima, dando lugar a una onda cuadrada, como se muestra en la figura 12-3.

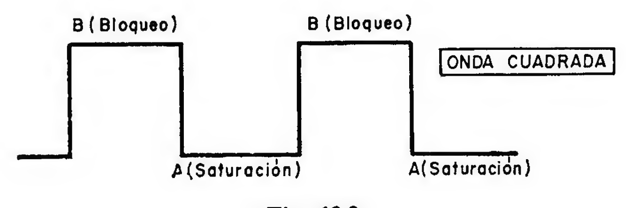


Fig. 12-3

OSCILADOR ARMSTRONG Y MEISSNER

La característica esencial de este modelo de oscilador consiste en lograr la realimentación por medio de un acoplo inductivo entre una bobina auxiliar y la que compone el circuito tanque. Como se aprecia en la figura 12-4, parte de la señal generada en el circuito tanque B-C, se introduce al transistor mediante la bobina de realimentación B_r, advirtiéndose la ausencia de las polarizaciones y de la estabilización térmica.

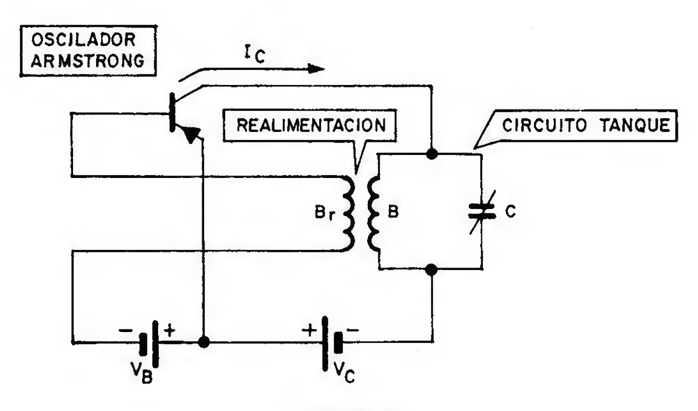


Fig. 12-4

Al alcanzar el máximo de la oscilación en un semiciclo, el circuito tanque produce en B_r la tensión inducida precisa para que conduzca el transistor y la corriente de su colector atraviese el

circuito resonante que tiene como carga, compensando las pérdidas que se ocasionan en el ciclo.

Una variante de este tipo de oscilador es el que recibe el nombre de Meissner, en el cual el circuito tanque es independiente del transistor y sólo está acoplado inductivamente al colector a través de una bobina, que actúa como primario de la del circuito resonante. Otra bobina, B_r, al igual que en el caso anterior, introduce una realimentación por medio de la conducción del transistor a través de la inducción que B_1 produce en B_2, tal como se representa en la figura 12-5.

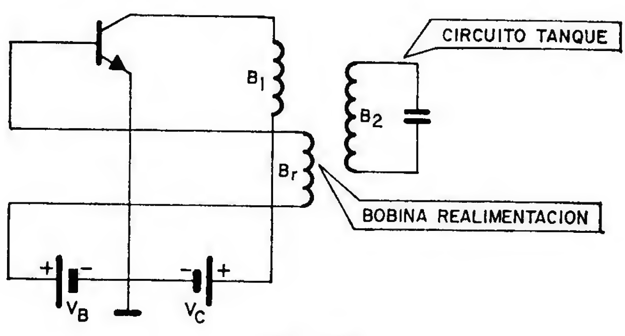


Fig. 12-5

OSCILADOR HARTLEY

En lugar de utilizar una bobina independiente para realizar la realimentación se utiliza para dicho fin parte del bobinado del circuito tanque como se representa en la figura 12-6.

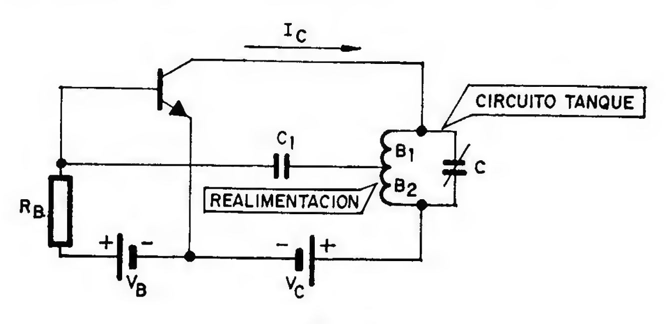


Fig. 12-6

Parte de la tensión de la bobina del circuito tanque, exactamente la existente en el devanado B_2, se aplica a través de C_1, que evita el paso de la componente continua, a la entrada del transistor, patente entre los extremos de R_B, cuya I_C proporciona la compensación de las pérdidas que en cada ciclo aparecen en el circuito resonante paralelo.

El circuito de la figura 12-7 presenta un oscilador tipo Hartley, no sólo con el sistema propio de oscilación, sino también con los circuitos de polarización y estabilización que requiere el semiconductor.

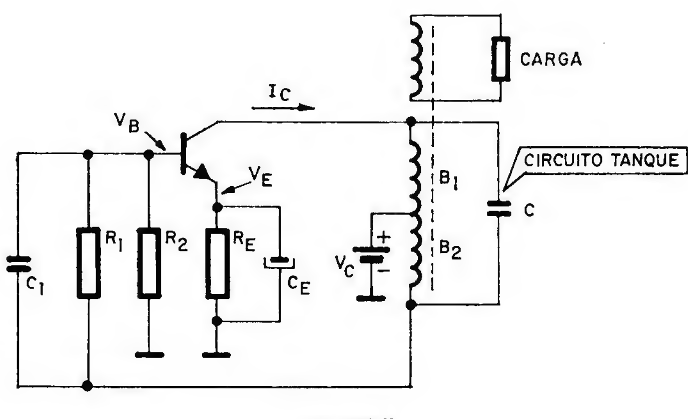


Fig. 12-7

La tensión de la base V_B se consigue a través del divisor de resistencias formado por R_1 y R_2, cumpliendo el condensador C_1 la función de desacoplo de las componentes alternas. V_E se logra mediante R_E y C_E responde al mismo cometido que C_1. Finalmente, el circuito tanque está compuesto por las bobinas B_1 y B_2 en serie junto con la capacidad C, actuando el devanado B_2 como realimentación.

OSCILADOR COLPITTS

Es similar al Hartley, sólo que en este caso la realimentación y compensación de las pérdidas que aparecen en cada ciclo en el circuito tanque se compensa mediante una derivación de la capacidad total que forma el circuito resonante. Su esquema básico de

funcionamiento, eliminando polarizaciones y estabilizaciones, se presenta en la figura 12-8.

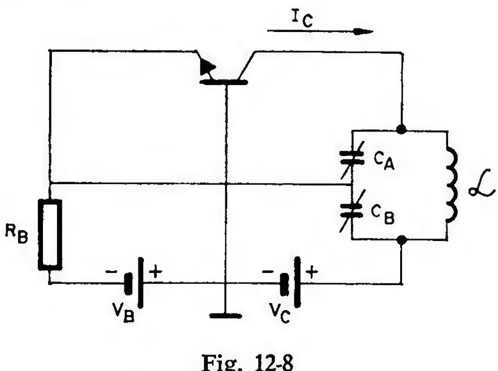


Fig. 12-8

La parte de tensión que existe en C_B hace que conduzca el transistor en el punto máximo de la tensión de uno de los semiciclos del circuito tanque al aplicarse a R_B; la I_C del transistor repone las pérdidas del circuito oscilante y mantiene indefinidamente la señal senoidal producida.

OTROS OSCILADORES

Para conseguir una estabilidad extrema de la frecuencia generada por el oscilador se recomienda usar un cristal de cuarzo en sustitución del circuito tanque. El tipo de oscilador puede ser cualquiera de los analizados, pero colocando un cristal, cuyas características se analizaron en el tomo precedente, en lugar del circuito tanque.

Para producir oscilaciones senoidales de B.F. existen circuitos «de desplazamiento de fase *R-C*», también estudiados en los osciladores con válvulas, que a través de una red de condensadores y resistencias colocadas entre colector y base generan ondas alternas de baja frecuencia.

MULTIVIBRADOR BIESTABLE

Es un circuito formado por dos transistores que trabajan en conmutación, tal como se explicó en el comienzo de esta lección,

y que es muy utilizado en los contadores, registros y células de memoria. Como en todo multivibrador, su señal de salida será una tensión que sólo dispondrá de dos estados: uno de nivel máximo, que proporciona el total prácticamente de la tensión de alimentación, y otro de tensión nula. El circuito de principio de este multivibrador se ha dibujado en la figura 12-9.

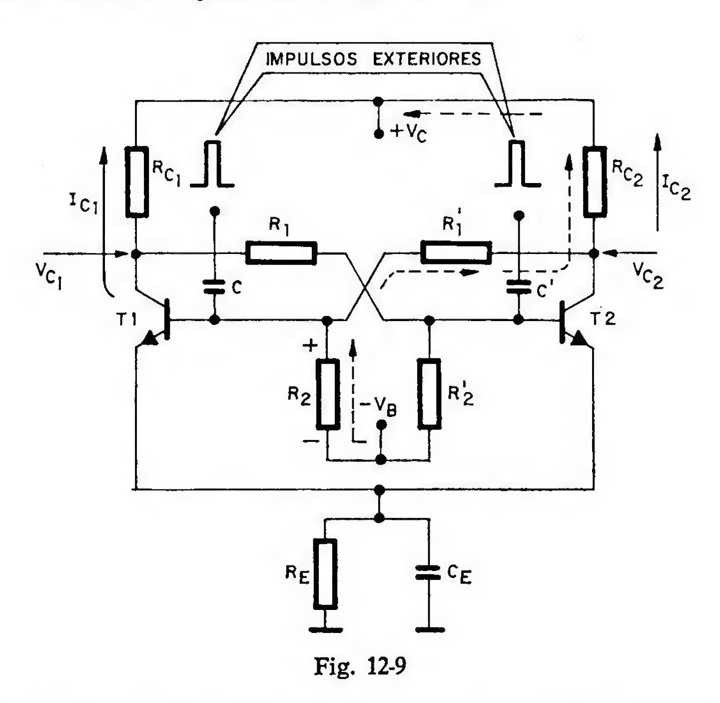


Fig. 12-9

Aunque el circuito es simétrico, siendo iguales T_1 y T_2, así como las resistencias y condensadores que los polarizan, dada la imposibilidad de realizar dos circuitos completamente iguales, al aplicar la alimentación podemos suponer que el transistor T_1 comienza a conducir el primario, circulando una corriente I_{C1} por él que lo satura y deja el nivel de la tensión de colector de dicho transistor en $V_{C1} = 0$. Las flechas marcadas de puntos indican el paso de la corriente de $-V_B$ a $+V_C$, creando entre extremos de R_2 una polarización, indicada en la figura, que mantiene polarizado directamente a T_1. Hasta este momento, y por no conducir T_2, la tensión de su colector es prácticamente $+V_C$, puesto que en R_{C2} apenas hay caída de tensión, ya que la corriente antes aludida, marcada con trazos discontinuos es muy pequeña; ésta alta $+V_{C2}$ produce

una diferencia de tensión con $-V_B$. Por el contrario, la tensión $V_{C1} = 0$ origina el reparto de la tensión $-V_B$ entre R_2' y R_1, haciendo que la base de T_2 quede polarizada inversamente y, por tanto, bloqueado este transistor. En estas condiciones estables y permanentes del multivibrador la tensión de colector de uno de los transistores es alta y la del otro casi nula, manteniéndose esta situación hasta que desde el exterior se aplique a la base del transistor bloqueado un impulso positivo breve pero lo suficientemente intenso, a través de los condensadores C y C' que bloquean la componente continua. Este impulso consigue saturar el transistor al que se aplica y anular por tanto su tensión de colector, con lo que aparece en la base del transistor que conducía en un principio una polarización inversa que lo bloquea. De este modo se produce un cambio en los dos transistores: el bloqueado se satura, y viceversa.

Del funcionamiento del multivibrador biestable, llamado también «flip-flop», se desprende que si los impulsos positivos se aplican simultáneamente a las bases de los transistores, al cambiar el estado de los mismos en cada uno de dichos impulsos, el basculamiento de la tensión de colector de cualquiera de los semiconductores producirá una onda cuadrada, cuya frecuencia será la mitad que la de los impulsos; esta propiedad hace del flip-flop un elemento esencial en los circuitos contadores, ya que dividen por dos los impulsos que se le aplican, como se representa gráficamente en la figura 12-10.

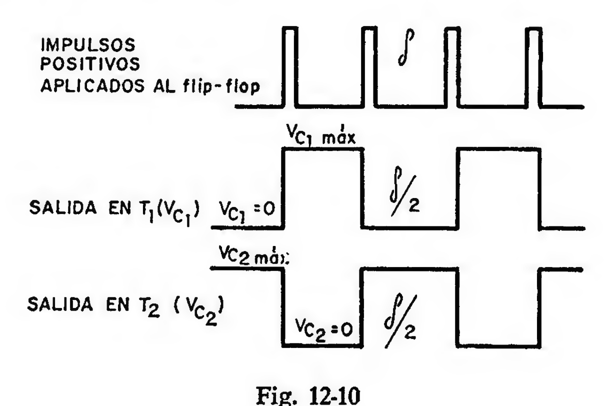


Fig. 12-10

También los flip-flops constituyen las células elementales de las memorias, que pueden contener una información binaria según el estado en que se encuentren los dos transistores que los forman,

dato éste por el que recibe el nombre de biestable: por tener solamente dos estados estables, que únicamente se pueden alterar mediante impulsos externos.

Una variante de este multivibrador es el que recibe el nombre de «monoestable», en el que el impulso que se aplica produce también el basculamiento de los dos transistores que lo forman, pero, aprovechando un condensador con sus efectos de carga y descarga, la nueva posición sólo se mantiene durante un corto período de tiempo, volviendo nuevamente al estado primitivo, que es el único estable.

MULTIVIBRADOR INESTABLE

Se trata de una variante de multivibrador, también de dos transistores, cuyos estados son opuestos continuamente: uno conduce en saturación y otro está bloqueado, cambiando de estado cada cierto intervalo de tiempo. Este circuito responde al esquema de la figura 12-11 y a continuación se explica con detalle.

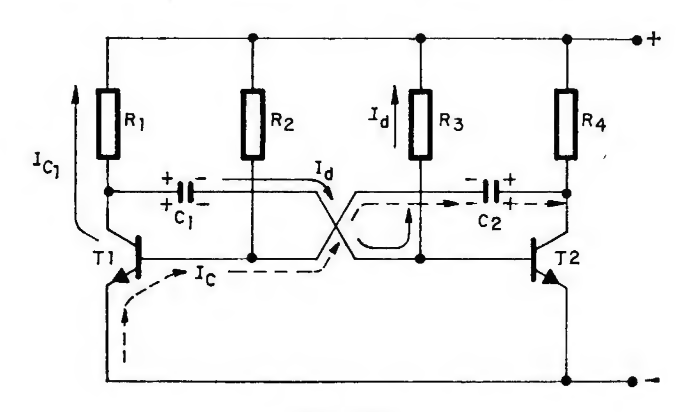


Fig. 12-11

Se parte del supuesto, que más adelante se deducirá, de que C_1 está cargado con la polaridad indicada en la figura 12-11 y que el transistor T_1 conduce a saturación una corriente I_{C1}. En estas condiciones, C_1 polariza inversamente la base de T_2, debido al paso de su corriente de descarga I_d por R_3, en la que provoca la polaridad indicada en el dibujo; sin embargo, al disminuir la carga de C_1, y por tanto I_d, baja la tensión de R_3 hasta tal punto que llega a pre-

valecer en su extremo inferior, que polariza la base de T_2, la tensión positiva de alimentación, haciendo conducir a T_2. Para comprender cómo polariza C_1 inversamente la unión base-emisor de T_2 se ha dibujado el esquema de la figura 12-12, en el que T_1 se ha asimilado a una resistencia de bajo valor, puesto que conduce a saturación.

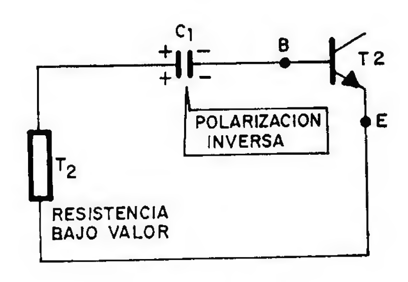


Fig. 12-12

Durante la descarga de C_1 se está cargando C_2 desde el negativo al colector de T_2, que por estar bloqueado tiene la tensión de alimentación. Esta intensidad de carga está representada en la figura 12-11 por trazos discontinuos y se denomina I_C. Cuando alcanza la suficiente carga C_2, éste polariza inversamente la entrada de T_1, bloqueándolo, y comenzando la descarga de C_2 y la carga de C_1, con lo que se repite el ciclo, con los transistores en estados opuestos al caso de partida. El proceso se repite indefinidamente y se provoca el cambio de estado según los tiempos de carga y descarga de los condensadores C_1 y C_2, por lo que la duración de cada estado posible dependerá de los valores de C_1 y C_2, así como de R_2 y R_3.

La salida del multivibrador inestable es el colector de uno de los transistores, en el que se obtendrá una onda cuadrada cuya frecuencia dependerá de los valores de los condensadores y sus resistencias de carga y descarga, por lo que se usa normalmente como generador de impulsos cuadrados.

MULTIVIBRADOR DE DISPARO O DISPARADOR DE SCHMITT

Es una variante del multivibrador biestable en la que la tensión de colector de uno de los transistores polariza la base del otro, por medio de un divisor de tensión, que en el esquema general de la figura 12-13 está compuesto por R_2 y R_3.

La tensión V_{C1} de T_1 polariza la base de T_2 a través de R_2 y R_3. Como T_1 es idéntico a T_2, y ambos trabajan en conmutación, cuando T_1 no conduce por no tener polarizada su base suficientemente, $V_{C1} = + V_a$, con lo que $V_{B2} = V_a \dfrac{R_3}{R_2 + R_3}$, lo que supone un alto porcentaje de polarización directa en T_2, que lo satura y produce el paso por la carga (R_5) de la corriente I_{C2}.

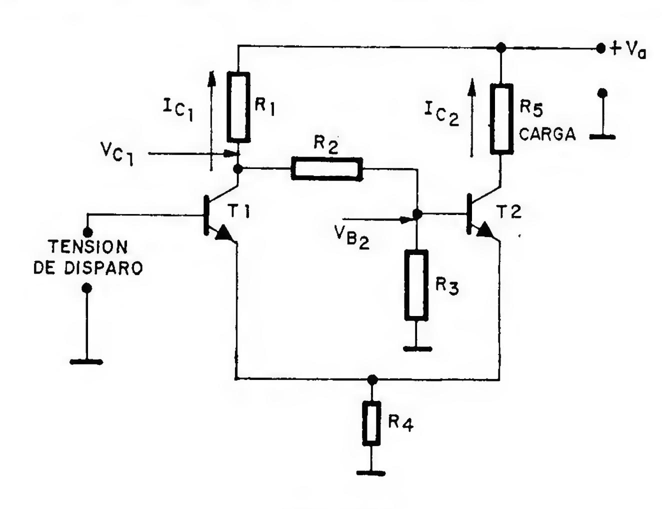


Fig. 12-13

Si la tensión aplicada a la base de T_1 es la de «disparo», que tiene un nivel muy crítico y determinado, T_1 trabaja en saturación, con lo que $V_{C1} \simeq 0$ y $V_{B2} \simeq 0$, dejando sin polarizar T_2 y pasando este transistor al estado de bloqueo. Recibe el nombre de multivibrador de disparo porque el basculamiento hacia las posiciones inversas de los dos semiconductores se logra cuando en la entrada se alcanza exactamente determinada polarización.

R_4 es la resistencia polarizadora y estabilizadora de los dos transistores, R_1 actúa como carga de T_1, y R_5 es la carga final del circuito, pudiendo estar constituida, por ejemplo, por un relé.

Es muy usado este circuito por su simplicidad y precisión. Puede controlar la temperatura de cualquier elemento colocando en él una PTC, cuya resistencia es proporcional a ella, y conectándola a la entrada del disparador de Schmitt. Cuando se alcance cierta temperatura y la PTC tenga determinado valor, se disparará

el circuito. Otra aplicación es la que requiere el control de luminosidad, bien como alarma de incendio o robo, bien como contador de piezas, bien como relevador fotoeléctrico, disponiendo para la conversión de la luz en tensión de una LDR que varía su resistencia inversamente con la luz, es decir, cuanto más luz, menos resistencia. En general, cualquier magnitud que pueda transformarse en tensión con un captador puede controlarse en un valor determinado con un circuito de disparo.

EJERCICIOS DE LA LECCION 12.ª

Colocar una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. Un oscilador, con un circuito tanque formado por un condensador de 2 faradios y una bobina de 2 henrios, oscila en:

a) 4 ciclos por segundo.
b) 0,8 ciclos por segundo.
c) 0,08 ciclos por segundo.

2.ª PREGUNTA. La diferencia entre el oscilador Armstrong y el Hartley es:

a) El primero dispone de realimentación inductiva y el otro, capacitiva.
b) La bobina de realimentación es independiente de la del circuito tanque en el primero, mientras que en el segundo no.
c) El circuito tanque está aislado en el primero y no en el segundo.

3.ª PREGUNTA. La característica fundamental de los semiconductores utilizados en los multivibradores es:

a) Que no tienen estabilización térmica.
b) Que trabajan con dos tensiones de alimentación.
c) Que trabajan en conmutación.

4.ª PREGUNTA. El multivibrador biestable:

a) Cambia el estado de sus transistores automáticamente.
b) Para cambiar el estado de sus transistores precisa la entrada de un impulso externo siempre al mismo transistor.
c) Para cambiar el estado de sus transistores precisa la entrada de un impulso externo aplicado a la vez a las bases de los dos transistores.

5.ª PREGUNTA. El multivibrador monoestable:

a) Dispone de un solo estado estable y no puede cambiar.
b) Dispone de un solo estado estable y cambia cierto tiempo al contrario cuando se le aplica un impulso.
c) Dispone de un solo estado estable y cada cierto tiempo para al opuesto.

5.ª PREGUNTA. El basculamiento de los semiconductores en el multivibrador de disparo:

a) Se produce cada cierto tiempo determinado.
b) Se produce al aplicar un impulso a las bases de sus transistores.
c) Se produce al aplicar a la entrada de un transistor una determinada tensión.

LECCION 13

FUENTES DE ALIMENTACION ESTABILIZADAS Y CONVERTIDORES

NECESIDAD DE LAS FUENTES DE ALIMENTACION ESTABILIZADAS

Todos los circuitos con semiconductores precisan normalmente para su funcionamiento tensiones continuas bajas, pero muy fijas, y elevadas corrientes. Para mantener estable el voltaje de salida ante considerables variaciones del consumo de corriente es necesario que la fuente de alimentación disponga en su interior una impedancia de salida Z_s muy baja. Así, la tensión perdida en ella es despreciable en comparación con la que proporciona, tal como se muestra en la figura 13-1.

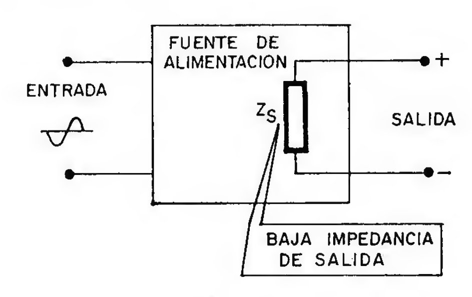


Fig. 13-1

Baja impedancia interna poseen las pilas y las baterías, pero sus elevados precio, volumen y peso, unido a la incomodidad de constantes recambios, aconsejan el uso de rectificadores electrónicos, que transforman la tensión de la red de c.a. en la precisa de c.c.

Se concreta en estos momentos a la fuente de alimentación como circuito encargado de transformar la c.a. de la red en c.c., existiendo dos factores que afectan en gran medida la magnitud de la tensión de salida:

1.°) Las variaciones de consumo que exige la carga para su correcto funcionamiento originan una caída de tensión en la resistencia interna, ocasionando alteraciones en la tensión de salida.

2.°) Las oscilaciones frecuentes que hay a veces en la red producen variaciones proporcionales en la tensión de salida.

La estabilización de una fuente intenta mantener constante el nivel de salida ante los dos factores mencionados, al objeto de que los circuitos transistorizados que alimentan mantengan el punto de funcionamiento establecido.

Además del circuito rectificador esencial, este tipo de fuentes disponen de un elemento regulador encargado de eliminar las causas que tienden a alterar la tensión de salida, según el acoplo que el mismo tenga con la carga. Estas fuentes se clasifican en:

a) Fuentes estabilizadas en serie, cuando el regulador se encuentra en serie con la carga (figura 13-2, *a*).

b) Fuentes estabilizadas en paralelo, cuando el regulador está en paralelo con la carga (figura 13-2, *b*).

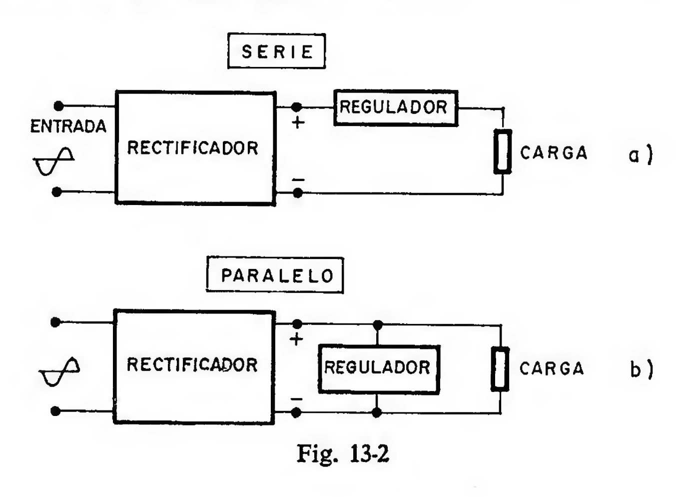


Fig. 13-2

FUENTES DE ALIMENTACION ESTABILIZADAS EN SERIE

Como se ha representado en la figura 13-2, *a*, el regulador se coloca en serie con la carga, de forma que actúe como resistencia variable; cuando el consumo de corriente de la carga se eleva, la resistencia interna del regulador disminuye, y viceversa, para tratar de absorber siempre la tensión adecuada para que a la salida de la fuente se conserve el mismo voltaje.

Así, por ejemplo, si la carga consume 10 mA y el regulador tiene una resistencia interna de 100 Ω, al producir 15 V la salida del rectificador, como se indica en la figura 13-3, la carga recibirá 14 V, puesto que la resistencia interna del regulador absorberá 100 × × 0,010 = 1 V.

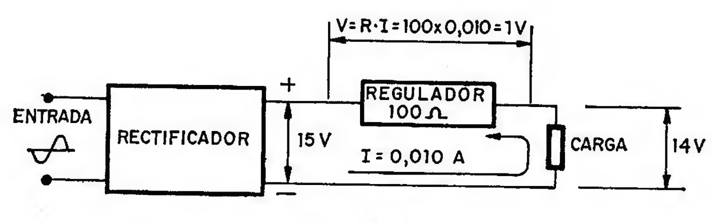


Fig. 13-3

En el supuesto de la figura 13-3 se supone que la carga eleva su consumo a 20 mA, en tal caso si la resistencia interna del regulador siguiera siendo de 100 Ω absorbería 2 V y la tensión en la carga sería de 15 — 2 = 13 V. Es necesario que la resistencia interna del regulador baje a 50 Ω para que absorba 1 V y siga siendo la tensión de salida de 14 V.

En otro orden de cosas, si en el circuito de la figura 13-3 la tensión de la red se eleva y hace que la salida del rectificador ascienda a 16 V cuando la carga consume 10 mA, para que dicha carga siga recibiendo los 14 V estabilizados el regulador ha de absorber 2 V y su resistencia interna ha de ser de 200 Ω.

> *RESUMEN:* El regulador modifica su resistencia interna cuando varía el consumo de la carga o el voltaje de la salida del rectificador, de forma que la tensión en bornes de la carga permanezca constante.

Un circuito práctico de una fuente de alimentación estabilizada en serie actuando como elemento regulador un transistor es el de la figura 13-4.

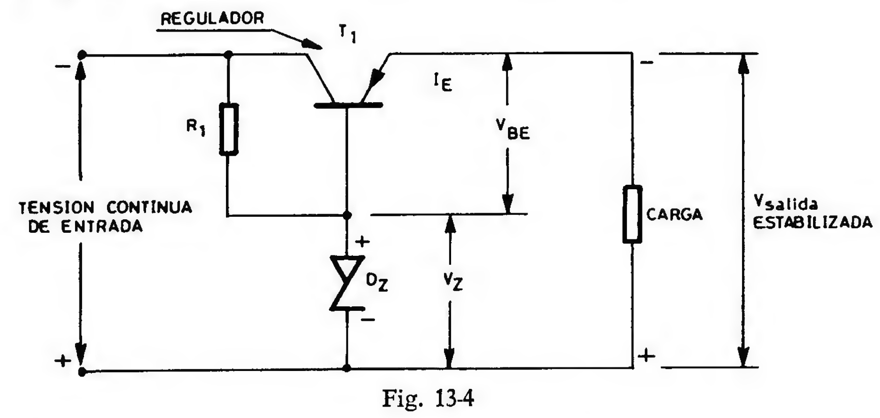


Fig. 13-4

La tensión estabilizada de salida, que se aplica a la carga, proviene de la continua de entrada, que proporciona una fuente de alimentación normal, descontando la caída de tensión entre colector y emisor del transistor regulador T_1. La tensión fija del diodo Zener (V_Z), y la estabilizada de salida se combinan restándose, para dar lugar a la V_{BE} de T_1.

Si la tensión continua de entrada aumenta, inicialmente la tensión estabilizada de salida tiende a aumentar, con lo cual se reduce la tensión de polarización V_{BE}. La disminución de V_{BE} implica la menor conducción del transistor, o lo que es lo mismo, el aumento de su resistencia interna entre colector y emisor. De esta forma la tensión de salida se mantiene constante, al absorber la variación de tensión en la entrada, el transistor regulador entre su colector y emisor.

FUENTES DE ALIMENTACION ESTABILIZADAS EN PARALELO

En este caso el circuito regulador, cuya resistencia interna varía de acuerdo con las alteraciones de la tensión de entrada o del consumo de corriente de la carga, se encuentra colocado en paralelo con ésta. En la figura 13-5 se muestra el esquema de uno de estos circuitos de carácter básico.

Si la tensión continua de entrada es inferior a la de Zener del diodo V_z, no hay paso de corriente a través de R_2 y D_z, por lo que $V_{BE} = 0$ y T_1 estará bloqueado. En estas condiciones no existe esta-

bilización, ya que la tensión de la carga será igual a la de entrada menos la que absorbe R_1, cuyo valor será $R_1 \times I_2$ y dependerá exclusivamente del propio consumo de la carga.

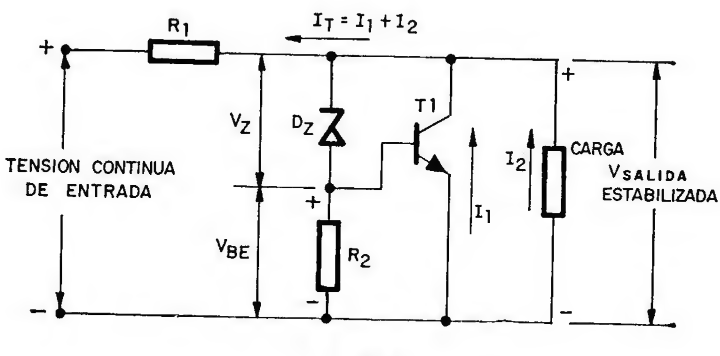


Fig. 13-5

Sólo se consigue la estabilización del voltaje cuando la tensión de entrada supere V_z (tensión de Zener de D_z) cuyo valor se aplicará a R_2 y producirá una polarización directa de T_1, que provocará la conducción de I_1 por T_1, dado que el voltaje entre extremos de R_2 es el de entrada del transistor mencionado. En este caso la I_T que circula por R_1 y reduce la tensión que se aplica es la suma de la que consume la carga I_2 más la I_1 que circula por T_1. De esta forma, cuando la tensión de entrada aumenta, también lo hace la polarización de T_1 y consecuentemente I_T, dando origen a un incremento de la caída de tensión en R_1, la cual compensa el incremento del voltaje de entrada y mantiene constante la tensión aplicada a la carga.

CONVERTIDOR DE C.C. EN C.A.

En muchas ocasiones la única fuente de energía de que se dispone es de c.c. y se necesita c.a., por lo que es preciso transformar la primera en la segunda.

Los circuitos encargados de transformar la c.c. en c.a. reciben el nombre de *convertidores*, término que también reciben los que se encargan de convertir una c.c. en otra c.c. diferente.

Inicialmente se utilizaron unos vibradores mecánicos cuyos contactos hacían circular cada cierto tiempo una corriente, que cambiaba de sentido, por los devanados de un transformador en el

que se producía la c.a. El desgaste de dichos contactos, así como la producción de chispas y la baja frecuencia de trabajo desplazaron estos elementos, que fueron sustituidos por válvulas y luego por transistores, que al funcionar en dos estados de conmutación actuaban como interruptores y producían el paso de intensidad en sentidos opuestos por los dos devanados del primario con toma media de un transformador, como se representan (I_1 e I_2) en la figura 13-6.

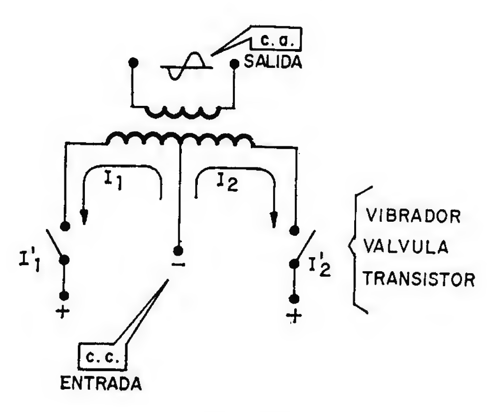


Fig. 13-6

Existen dos clases de convertidores transistorizados: unos son los simétricos, con dos transistores que realizan la misión de los interruptores I'_1 e I'_2 del esquema de la figura 13-6 y de los que se muestra un circuito completo en la figura 13-7.

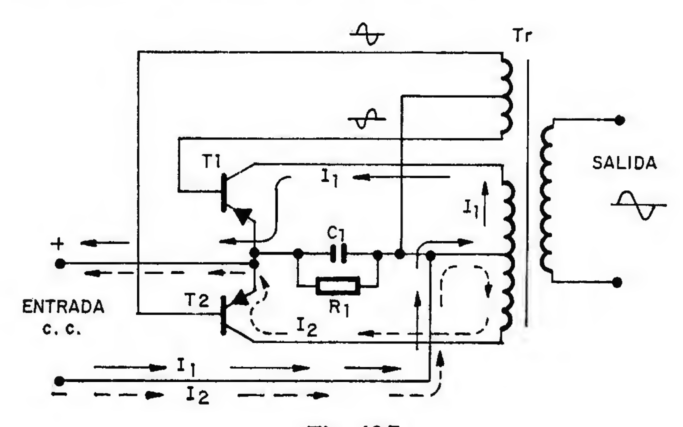


Fig. 13-7

Se han dibujado las corrientes de los dos transistores: I_1 corresponde a T_1 y circula por el devanado superior; I_2 de T_2, por el inferior, dando lugar a una c.a. en el secundario. R_1 y C_1 polarizan y estabilizan ambos transistores y el devanado auxiliar con toma media T_r proporciona dos señales opuestas entre sí, que aplicadas a las bases de T_1 y T_2, que son idénticos, les hace conducir alternativamente, produciendo el paso de I_1 durante un semiciclo y el de I_2 en el otro. Esto ocasiona la c.a. pretendida en el secundario de salida.

El otro tipo de convertidor es el llamado asimétrico y consta sólo de un transistor, como se muestra en la figura 13-8.

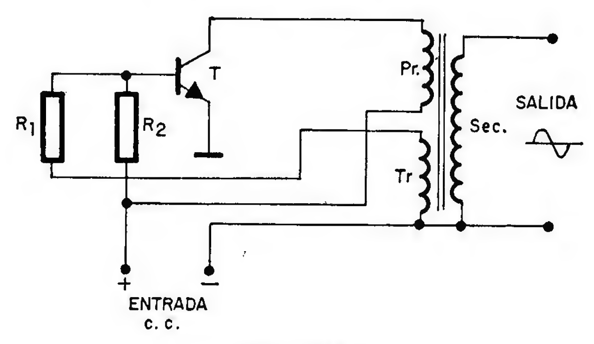


Fig. 13-8

Mediante el divisor de tensión R_1 y R_2 se polariza la base de T, junto con una señal alterna procedente del devanado auxiliar T_r, que le hace conducir periódicamente, actuando como oscilador y produciendo en esos momentos el paso de una corriente por el primario del transformador, lo que origina tensión alterna en su secundario.

CONVERTIDOR DE C.C. EN C.C.

Suele ser normal precisar en un mismo circuito tensiones continuas bastante dispares, y como por lo general se procura que todos los semiconductores necesiten la misma polarización, cuando también se requiere un alto voltaje de continua se procede a elevar la c.c. característica del circuito, por medio de un convertidor, el cual, como se estudió en el apartado precedente, produce c.a. Usando una adecuada relación de transformación en los devanados se alcanza el nivel de c.a. que se desea, y luego se rectifica y filtra para obtener la c.c. prevista.

También existen dos tipos de circuitos convertidores: el simétrico y el asimétrico, y sólo se diferenciarán de los que se acaban de estudiar en que a la salida disponen de un circuito rectificador.

La figura 13-9 presenta un convertidor simétrico preparado para elevar los 28 V continuos de entrada a 220 V, también continuos, de salida.

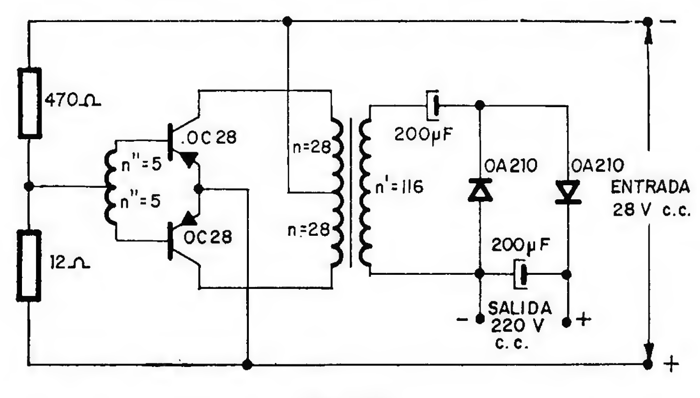


Fig. 13-9

En la figura 13-10 se observa un convertidor asimétrico de una tensión continua de 2,8 V a 500 V, por un lado, y a 70 V, por otro; también su principio de funcionamiento se explicó en el apartado anterior y sólo se ha añadido un rectificador y un filtro que transforman la c.a. en c.c.

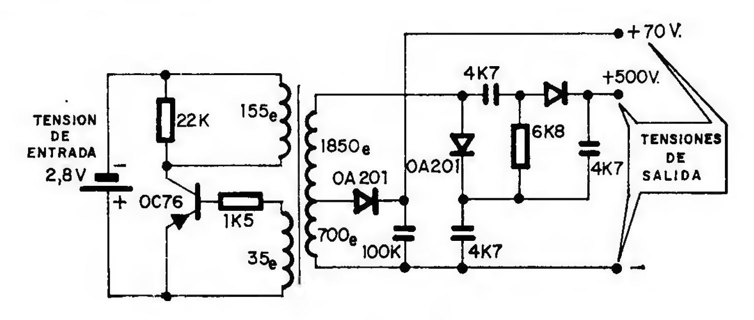


Fig. 13-10

ESTABILIZADOR EN SERIE CON DOS TRANSISTORES

Es muy frecuente que los sistemas estabilizadores en serie consten de dos transistores. Uno de ellos es el transistor regulador, mientras que el otro se encarga de comparar la tensión de salida con la de referencia. Como resultado de dicha comparación se genera una señal de control que actúa sobre el regulador, para que éste mantenga constante la tensión de salida. La figura 13-11 ofrece el diagrama por bloques del sistema descrito.

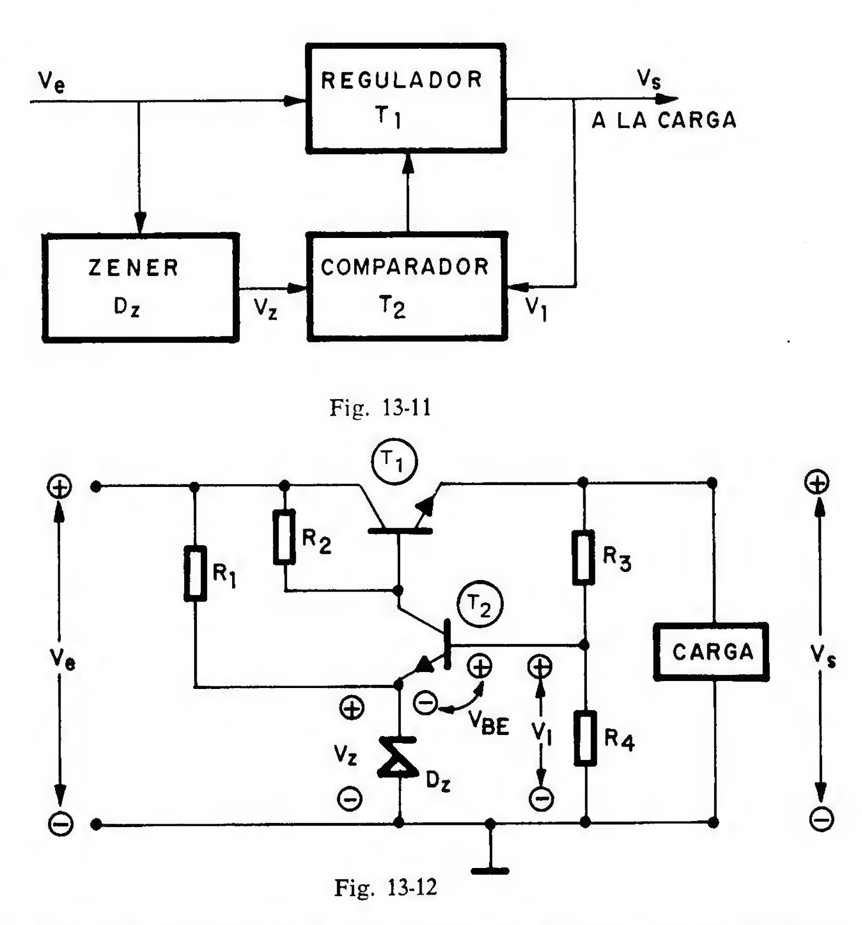


Fig. 13-11

Fig. 13-12

El esquema electrónico al que responde el diagrama de la figura 13-11 se muestra en la figura 13-12.

La tensión de entrada del circuito estabilizador es V_e y la tensión de salida estabilizada es V_s. El conjunto formado por $R1$ y D_z, permite obtener la tensión de referencia V_z, que se utiliza para polarizar el emisor del transistor comparador. Un divisor de tensión constituido por las resistencias $R3$ y $R4$, da lugar a una tensión V_1, que procedente de V_s se compara con V_z.

Si por cualquier motivo, la tensión V_s tiende a aumentar, el circuito debe responder de tal forma que el citado aumento quede contrarrestado inmediatamente. En efecto, en tal caso, la tensión V_1 tendería igualmente a incrementarse. De la figura 13-12 se desprende que la tensión entre la base y el emisor del comparador es la diferencia entre V_1 y V_z, de modo que se cumple que $V_{BE} = V_1 - V_z$. El incremento de V_1 dará lugar a un incremento análogo de V_{BE}, con la consiguiente mayor conducción de T_2. Debido a la presencia de la resistencia $R2$, su tensión de colector disminuirá, reduciéndose la polarización positiva de la base de T_1. El aumento en la tensión de V_s quedará compensado por el aumento de la caída de voltaje entre colector y emisor de T_1, logrando de esta manera la estabilización.

Una eventual disminución de la tensión V_s ocasionará el proceso inverso al comentado.

ESTABILIZADOR EN SERIE DE TENSION REGULABLE

Con ligeros cambios circuitales, el sistema de dos transistores admite la posibilidad de regular la tensión de salida entre amplios límites. La inclusión del potenciómetro P, como se muestra en la figura 13-13, hace posible seleccionar el valor exacto de V_s, que proporcione el funcionamiento óptimo de la carga.

Subiendo el cursor del potenciómetro P, aumenta el valor de V_1. El incremento de V_1 lleva consigo una mayor caída de tensión entre colector y emisor de T_1 y por lo tanto una disminución real de V_s. Téngase en cuenta que aquí esta variación no viene aparejada a un aumento inicial de la tensión de salida.

Al bajar el cursor del potenciómetro P, la tensión de salida estabilizada se incrementa.

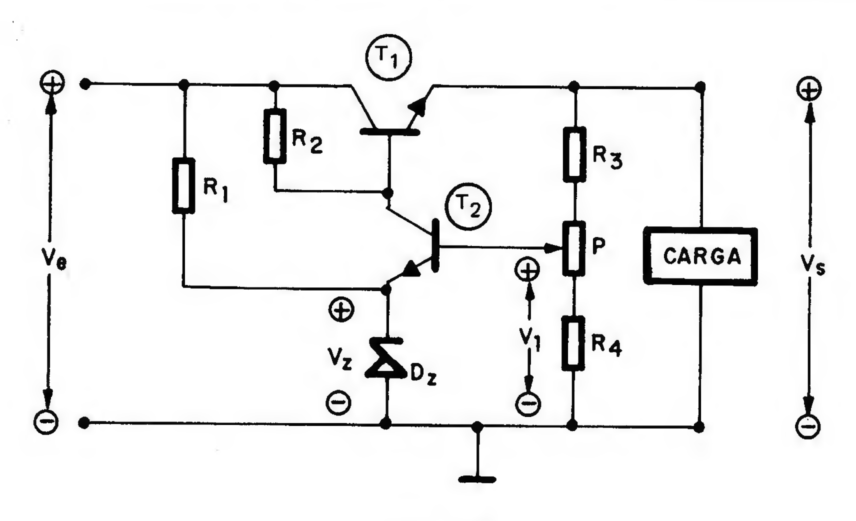


Fig. 13-13

ESTABILIZADOR EN SERIE CON AMPLIFICADOR

Añadiendo un tercer transistor amplificador, puede lograrse un circuito estabilizador más eficaz. Ver la figura 13-14.

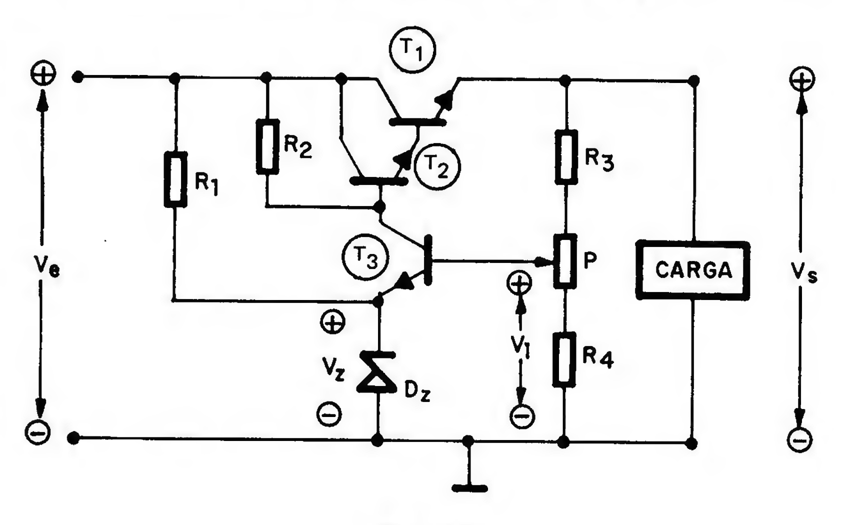


Fig. 13-14

T_3, en la figura 13-14, constituye el transistor comparador, siendo T_2 el amplificador añadido. T_1 permanece como regulador, quedando el diagrama por bloques del sistema tal como se refleja en la figura 13-15.

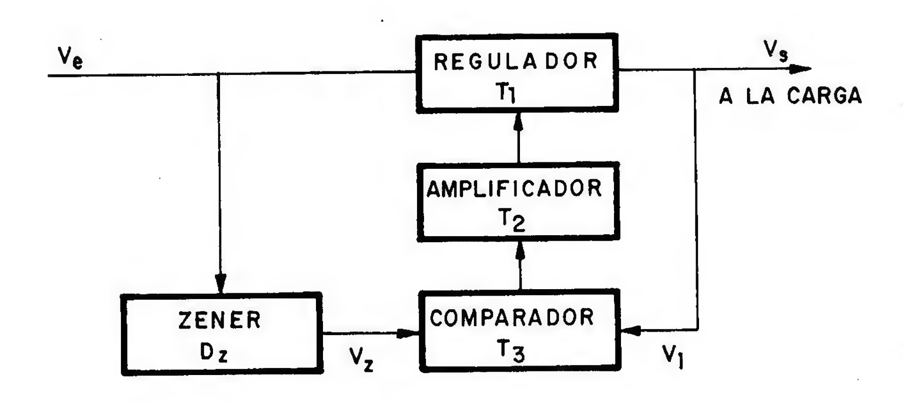


Fig. 13-15

Si por cualquier causa la tensión V_s mostrada en la figura 13-14 aumenta, ello trae consigo el incremento de V_1 para una posición del cursor de *P*, que da lugar a una mayor polarización entre la base y el emisor de T_3 ($V_{BE} = V_1 - V_z$), incrementando su conducción. Por otra parte, la tensión del colector de T_3 desciende, debido al aumento de tensión que absorbe R_2, lo que provoca la disminución de la tensión positiva de la base T_2. El consiguiente incremento de la tensión entre emisor y colector de T_2, da lugar a una menor polarización de T_1, incrementándose la caída de tensión en dicho transistor. La consecuencia inmediata es la detención del aumento inicial de V_s, que por tanto queda estabilizada.

El potenciómetro *P* permite el ajuste fino de la tensión de salida.

Los sistemas estabilizadores descritos tienen, como grave inconveniente, la destrucción del transistor regulador en el caso de producirse un cortocircuito en la tensión de salida por avería de la carga. A continuación se hace un estudio de una fuente de alimentación comercial, en la que se incluyen elementos adicionales, para la protección en caso de cortocircuitos y sobreintensidades.

DESCRIPCION DE LA FUENTE DE ALIMENTACION EN UN TELEVISOR

En la figura 13-16 se muestra el circuito de la fuente de alimentación del televisor CLARIVOX, modelo P77-H. La sección estabilizada es del tipo serie, constando de un transistor regulador y otro adicional para protección contra sobreintensidades y cortocircuitos.

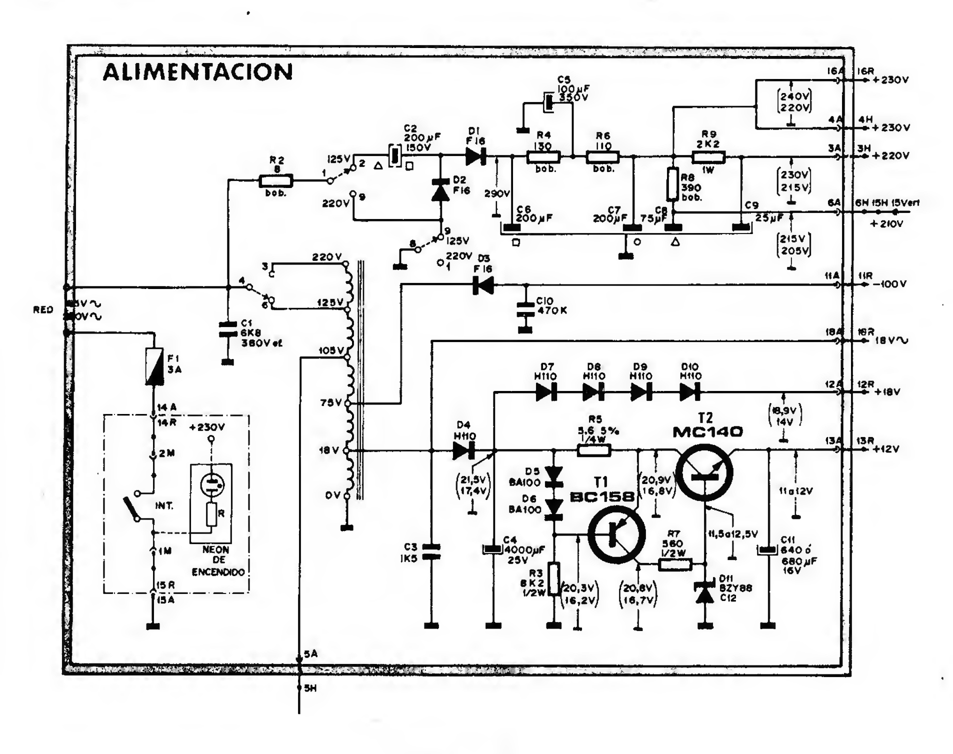


Fig. 13-16

La fuente de la figura 13-16 puede dividirse en tres partes diferenciadas, que son:

a) *Sección de altas tensiones sin estabilizar.*

El circuito para la obtención de altas tensiones de continua sin estabilizar, utiliza un doblador de tensión para 125 V y un rectificador de media onda para 220 V, seleccionables mediante un

conmutador. Así se obtienen tres tensiones continuas positivas de 230, 220 y 210 V.

La derivación de 76 V en el autotransformador se conecta a una pequeña fuente de tensión negativa, formada por el rectificador D_4 y el condensador de filtro C_{10}.

b) *Sección de baja tensión sin estabilizar.*

En la derivación de 18 V del autotransformador, el diodo D_4, junto con el electrolítico de filtro C_4, constituyen una fuente de media onda. La gran capacidad de 4.000 μF es necesaria, debido a las grandes variaciones de consumo que tiene que soportar dicha fuente. Para no sobrepasar los 19 V se utiliza una cadena de diodos, D_7, D_8, D_9 y D_{10}. Véase la curva característica directa de cualquiera de estos diodos en la figura 13-17.

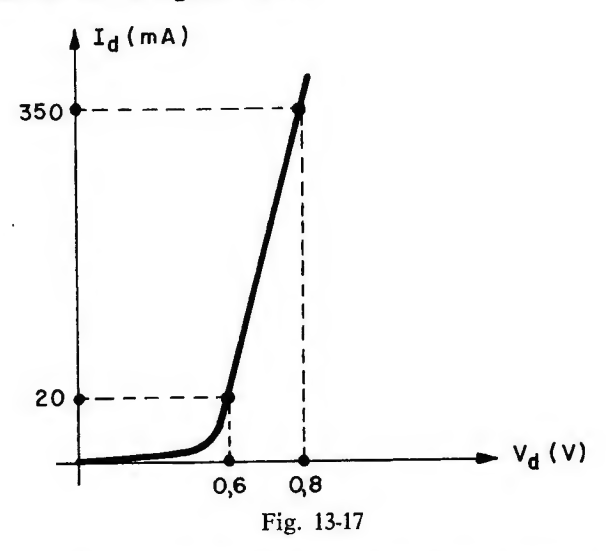


Fig. 13-17

Claramente se aprecia en la figura 13-17 que la caída de tensión directa en cada diodo se incrementa muy poco (de 0,6 a 0,8 V), aunque varíe bastante la intensidad que los atraviesa (de 20 a 350 mA). Ello significa que con 20 mA de intensidad consumida, la caída de tensión entre los cuatro se cifrará en unos 2,4 V, mientras que con 350 mA será de unos 3,2 V. Por lo tanto, la alimentación obtenida a través de la cadena de diodos, estará comprendida para ambas intensidades límites entre 15 y 18,3 V aproximadamente, valores sensiblemente semejantes. Adviértase que dicha alimentación no podría ser conseguida por una simple resistencia,

cuya caída de tensión es proporcional a la corriente que la atraviesa. En la figura 13-18 se muestra el circuito que se acaba de describir.

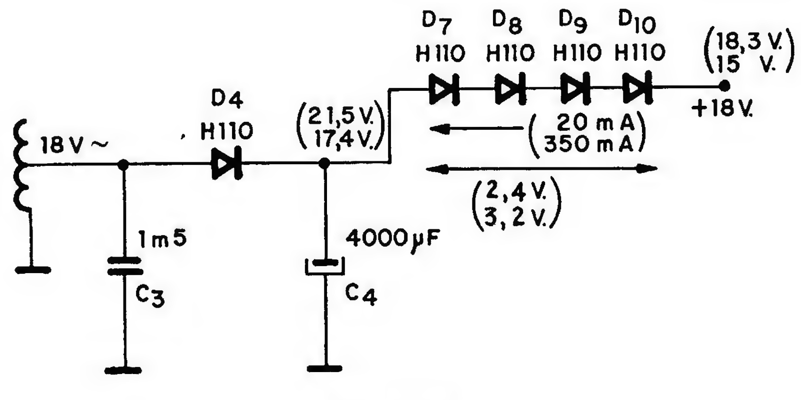


Fig. 13-18

C_3 actúa como supresor de parásitos de red y como protector del diodo D_4 ante posibles sobretensiones creadas en el transformador de entrada.

c) *Sección de baja tensión estabilizada.*

El circuito correspondiente a esta sección se ofrece en la figura 13-19.

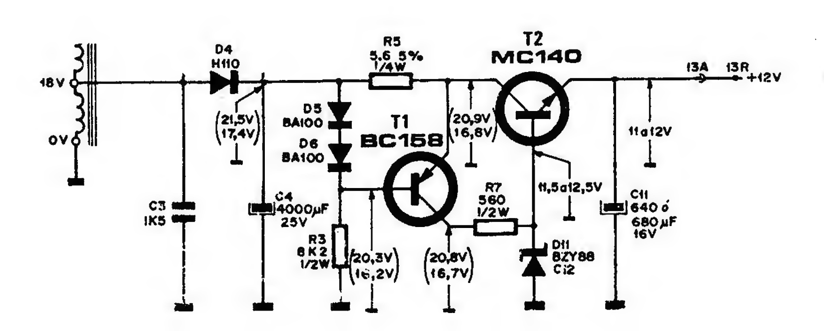


Fig. 13-19

El circuito de baja tensión está diseñado para proporcionar 12 V estabilizados.

Se trata de un sistema estabilizador en serie que se alimenta de la baja tensión presente en los bornes del condensador de filtro C_4.

T_2 actúa como regulador, protegido contra cortos y sobreintensidades, a partir de una carga de 100 mA.

El diodo D_{11} ($V_z = 12$ V), se encarga de obtener una tensión de referencia, que junto con la de salida, controlan la conducción del regulador.

La intensidad de carga circula a través de la resistencia R_5, creando en ella una tensión, cuyo valor será: $I_{carga} \times R_5$. Por otra parte, en bornes del conjunto $D_5 — D_6$, existe una caída de tensión del orden de 1,2 V (0,6 V por cada diodo). Ver la figura 13-20.

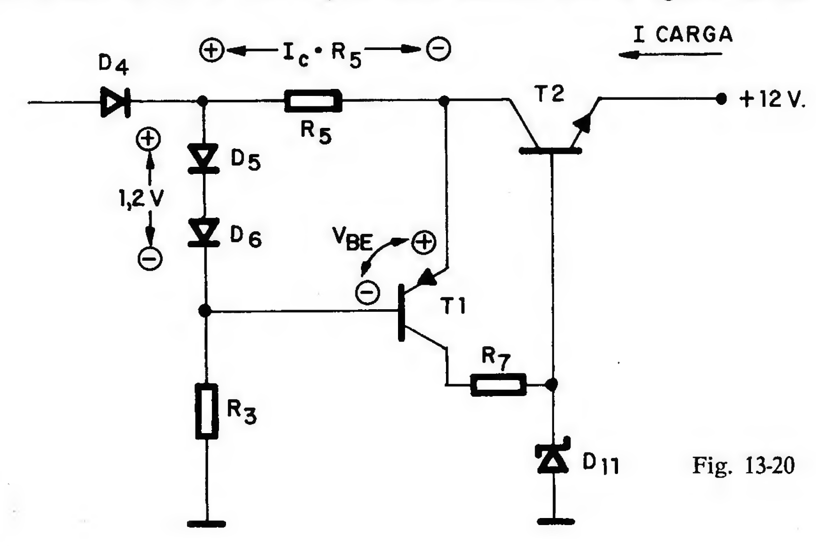


Fig. 13-20

La tensión entre base y emisor de T_1 estará formada por la diferencia entre la caída en $D_5 — D_6$ y la que aparece entre los extremos de R_5, o sea, $1{,}2 — I_{carga} \times R_5$. Si el producto $I_{carga} \times R_5$ supera los 0,7 V, la tensión entre base y emisor de T_1 desciende por debajo de los 0,5 V, con lo que dicho transistor se bloquea. El Zener queda entonces desconectado y la tensión de base del regulador T_2 se anula, bloqueándose a su vez. Ahora bien, para que existan 0,7 V en R_5, se precisa una intensidad de carga de 125 mA, máximo valor que puede considerarse dentro del funcionamiento normal. Valores superiores reciben el nombre de sobreintensidades. Adviértase que el bloqueo de T_2 evita su destrucción.

EJERCICIOS DE LA LECCION 13.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. La impedancia interna de una fuente de alimentación debe ser:

a) Alta.
b) Reducida.
c) De valor intermedio.

2.ª PREGUNTA. Si el consumo de una carga a la que alimenta una fuente sin estabilizar se eleva, la tensión de salida de la fuente:

a) Se mantiene constante.
b) Aumenta.
c) Disminuye.

3.ª PREGUNTA. El elemento regulador de una fuente de alimentación serie eleva su resistencia interna:

a) Cuando disminuye el consumo de la carga.
b) Cuando aumenta el consumo de la carga.
c) Cuando disminuye la resistencia de carga.

4.ª PREGUNTA. Los transistores de un convertidor simétrico conducen:

a) Los dos al mismo tiempo durante el semiciclo positivo.
b) Los dos al mismo tiempo durante el semiciclo negativo.
c) Cada uno en un semiciclo.

5.ª PREGUNTA. El transistor de un convertidor asimétrico conduce y se bloquea periódicamente debido a:

a) Una realimentación inductiva.
b) Una realimentación capacitiva.
c) Un divisor de resistencias en el emisor.

6.ª PREGUNTA. El convertidor de c.c. en c.c. consta de:

a) Un convertidor simétrico.
b) Un convertidor de c.c. en c.a., un rectificador y un filtro.
c) Un convertidor asimétrico.

7.ª PREGUNTA. El valor de una c.c. se puede elevar por medio de:

a) Un transformador.
b) Un convertidor.
c) Una fuente de alimentación estabilizada.

LECCION 14

SEMICONDUCTORES ESPECIALES

INTRODUCCION

El enorme desarrollo y la abundante investigación que ha recaído sobre los semiconductores en general son causa de la aparición constante de nuevos componentes que amplían su gama de aplicaciones.

En esta lección se explican cuatro elementos de gran importancia: el tiristor, el triac, el transistor uniunión y el diac, que, aunque todos se basan en la combinación de semiconductores extrínsecos, tienen misiones muy diferentes. Así, el tiristor y el triac sirven para controlar la potencia, de corriente rectificada en el primer caso y alterna en el segundo, que se suministra a una carga, actuando a manera de interruptores que cortan o permiten el paso de la corriente. Los impulsos que precisan el tiristor y el triac para poderse colocar en estado de conducción y bloqueo se generan mediante unos circuitos muy simples que utilizan otros dos nuevos componentes: el transistor uniunión y el diac.

EL TIRISTOR

Está compuesto por cuatro capas alternas de semiconductores N y P, recibiendo el nombre de cátodo y ánodo las capas N y P de los extremos, respectivamente, mientras que la zona P interna, que también es un electrodo con conexión al exterior, se llama «puerta». La figura 14-1 muestra la estructura interna y el símbolo del tiristor.

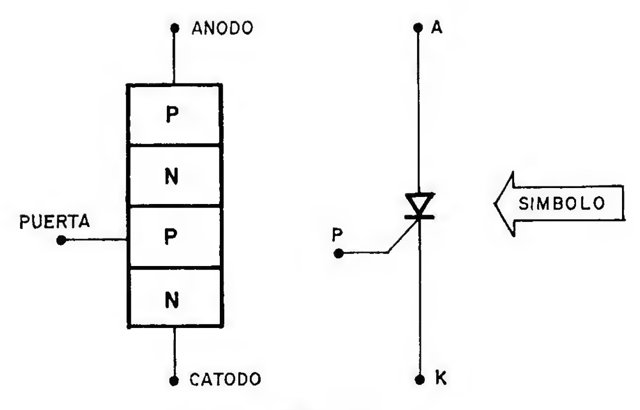


Fig. 14-1

Su funcionamiento se comprende mejor asimilándolo a un conjunto de dos transistores acoplados entre sí, de forma que el colector de cada uno esté unido a la base del otro, como se muestra en la figura 14-2.

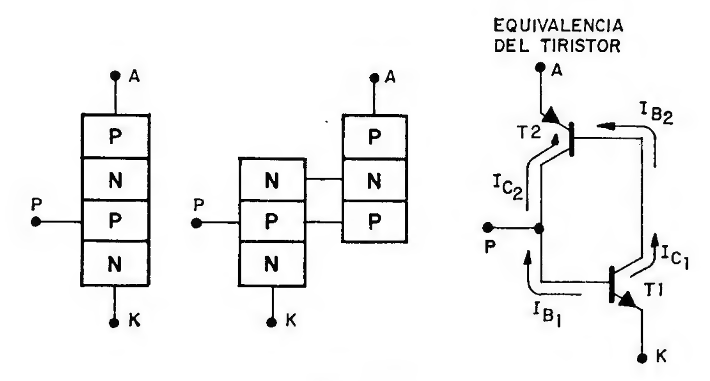


Fig. 14-2

El acoplo entre los dos transistores que integran al tiristor produce una realimentación positiva, puesto que la corriente de salida de cada uno es la de entrada del otro, y si ambos semiconductores disponen de una ganancia de corriente superior a la unidad, rápidamente cada transistor llevará al otro a la saturación, produciéndose una corriente máxima cuyo valor no estará controlado por el tiristor, sino por la carga exterior que alimenta. El cebado del

tiristor o la saturación de los transistores que lo forman se consigue cuando se vence la polarización inversa de la unión N-P interna, para lo que es preciso aplicar un impulso adecuado, y en este caso positivo, a la zona P desde el exterior y a través de la «puerta», como se ha dibujado en la figura 14-3.

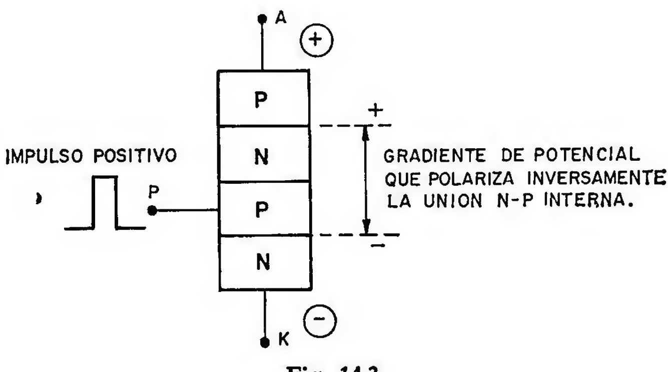


Fig. 14-3

Cuando el impulso positivo aplicado a la puerta del tiristor satura los dos transistores que contiene, este semiconductor se comporta prácticamente como un interruptor cerrado, absorbiendo únicamente entre su cátodo y su ánodo una pequeña tensión, que oscila alrededor de 1 V, la cual mantiene en saturación los transistores. En la figura 14-4 se presenta un circuito con un tiristor que controla una carga de 100 Ω y que si se supone ya cebado y con una tensión de mantenimiento o «de arco» entre sus extremos de 1 V, como se dispone de una alimentación general de 101 V, lo que no absorbe el tiristor queda en la carga y la intensidad que circula por el circuito se obtiene aplicando la ley de Ohm:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{100}{100} = 1 \text{ A.}$$

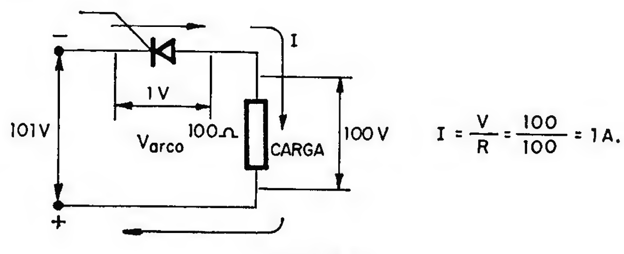


Fig. 14-4

Si en el ejemplo de la figura 14-4 la carga fuera de 10 Ω, $I = \frac{V}{R} = \frac{100}{10} = 10$ A; y si fuese de 1 Ω, $I = 100$ A, lo que quiere decir que el tiristor una vez cebado se limita a absorber una pequeña tensión, que mantiene el estado de conducción, y el resto se aplica a la carga, cuyo valor determina el de la corriente que pasa por el circuito.

Para cebar un tiristor hay que aplicar a su puerta el impulso adecuado, pero una vez cebado la puerta pierda el gobierno del elemento y desde ella ya no se puede descebar. El único procedimiento que existe para bloquear un tiristor que conduce es rebajarle la tensión entre cátodo y ánodo un valor inferior a la tensión de arco o mantenimiento, que ya se ha dicho suele ser de 1 V. Esto exige que la alimentación general disminuya hasta casi anularse o se abra el circuito.

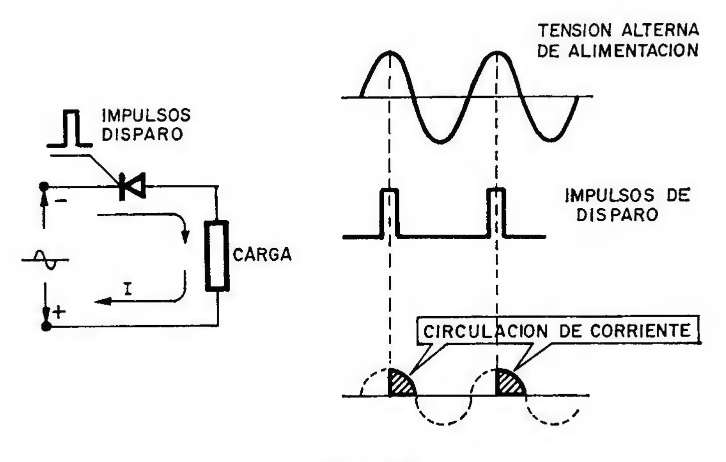


Fig. 14-5

El tiristor sólo conduce intensidad electrónica de cátodo a ánodo, o sea, en un sentido. Por tanto, si se le aplica c.a. la rectifica, dejando pasar únicamente los semiciclos positivos y no completos, sino sólo desde el momento que llega el impulso de disparo a su puerta. En la figura 14-5 se presenta un circuito alimentado por c.a. en el que el tiristor que controla el paso de corriente por la carga recibe los impulsos de disparo justo en la mitad de los semiciclos, habiéndose dibujado a la derecha de la figura las ondas en los diferentes componentes.

De la potencia máxima que el tiristor puede entregar a la carga, que sería si condujese durante todo el semiciclo positivo, en el ejemplo de la figura 14-5 sólo se permite el paso de un 50 %, puesto que la llegada de los impulsos de disparo se produce en el centro del semiciclo. Si el impulso de disparo se aplicase a la puerta pasado sólo el 25 % del semiciclo, conduciría el 75 % restante, elevándose la potencia suministrada a la carga. De este ejemplo se puede deducir que el tiristor no sólo actúa como interruptor, sino que también es capaz de gobernar la potencia que se aplica a la carga, mediante la regulación de los impulsos precisos en su puerta. El descebado del tiristor se produce automáticamente al final del semiciclo positivo cuando éste tiene una tensión inferior a la de mantenimiento, o sea, prácticamente cuando comienza el nuevo semiciclo.

La producción de los impulsos de cebado se logra de forma muy sencilla y precisa con los semiconductores que para este fin se han desarrollado, y que se explican en esta lección.

La tensión de disparo o encendido del tiristor se regula con el valor de la corriente que circula por la puerta.

EL TRIAC

El tiristor sólo deja pasar la corriente en un sentido, pero hay muchos casos en los que las cargas necesitan c.a. para su funcionamiento y se desea utilizar, en lugar de elementos mecánicos o eléctricos, componentes semiconductores, que son menos voluminosos y caros, de duración indefinida, sin producción de arcos ni chispas, etc., que regulen la potencia de las mencionadas cargas. Para poder controlar los dos semiciclos de la c.a., en la figura 14-6 se muestra el procedimiento que sería necesario con los tiristores.

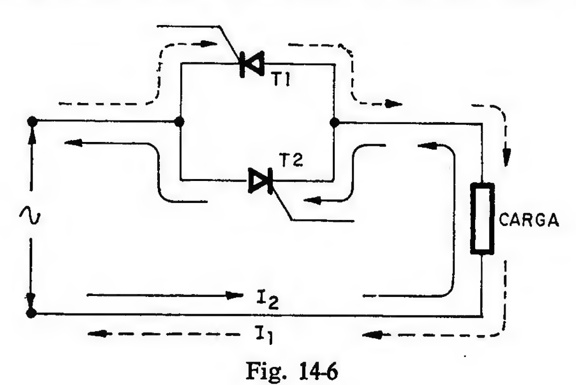


Fig. 14-6

En cada semiciclo quedará polarizado correctamente uno de los dos tiristores y él será quien controle el paso de corriente por la carga, según el impulso de disparo que reciba. Otro tanto le sucederá al otro tiristor en el semiciclo contrario, circulando las corrientes I_1 e I_2 que se muestran en la figura 14-6.

El triac es un componente que realiza la misión de los dos tiristores en paralelo y en oposición que requiere el control de potencia de la c.a., disponiendo de una sola puerta para el control de los dos semiciclos. La figura 14-7 muestra el principio de constitución interna del triac y su símbolo.

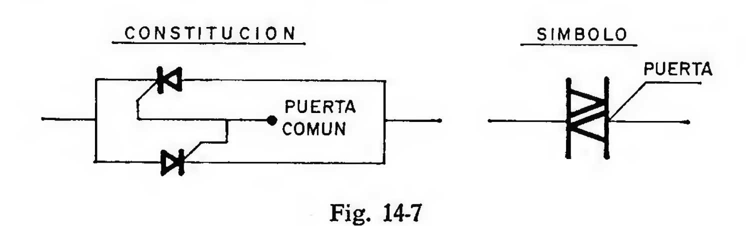


Fig. 14-7

Como el triac conduce en ambos sentidos no se puede hablar en él de cátodo y ánodo, puesto que éstos cambian de posición entre sí, al invertirse la polaridad.

Un circuito básico de aplicación de un triac al control de la potencia de c.a. en una carga se ha dibujado en la figura 14-8, en cuya parte de la derecha se muestran las formas de onda en los diferentes componentes.

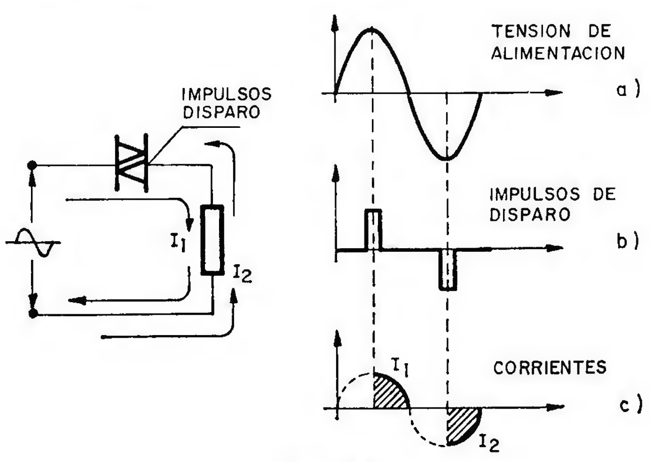


Fig. 14-8

En el ejemplo de la figura 14-8, la llegada de los impulsos en el centro de cada semiciclo (figura 14-8, *b*) produce el paso de dos corrientes, I_1 e I_2 (figura 14-8, *c*), lo que supone un suministro del 50 % de la potencia máxima. Variando la llegada de los impulsos de disparo se modificará proporcionalmente la potencia.

EL TRANSISTOR UNIUNION

Consiste en una unión N-P, en una de cuyas partes posee dos electrodos, llamados bases, y en la otra sólo uno, que es el emisor. El hecho de tener una sola unión, pero con los mismos terminales que un transistor, es lo que motiva su denominación.

En la figura 14-9 se presenta la constitución interna del transistor uniunión, junto con un símbolo gráfico.

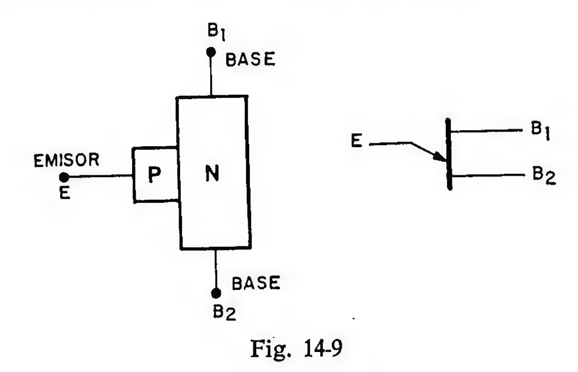


Fig. 14-9

El funcionamiento del transistor uniunión necesita una alimentación (una tensión continua en sus bornes) que establezca entre electrodos una distribución de potencial, que se denomina «gradiente de potencial», tal como se muestra en la figura 14-10.

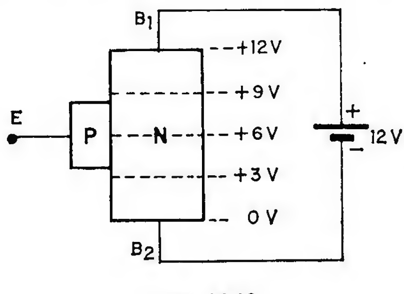


Fig. 14-10

Como se observa en la figura anterior, la zona P que constituye el emisor se enfrenta con la central de la zona N, a la que el gradiente de potencial polariza en el ejemplo de la figura 14-10 con + 6 V, o sea, la mitad de la de alimentación. Esto origina la aparición de una tensión inversa entre emisor y la base B_2, y en caso de cortocircuitar ambos electrodos no habría paso de corriente entre ellos, como se indica en la figura 14-11.

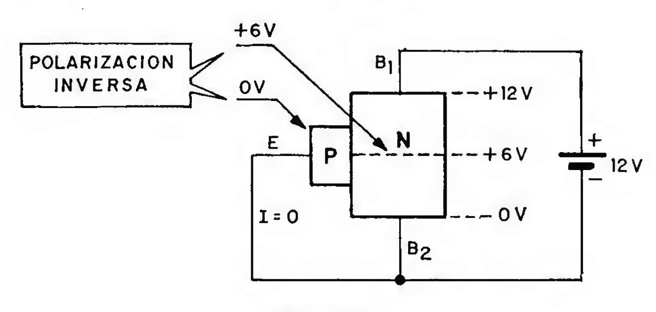


Fig. 14-11

Para hacer circular corriente entre emisor y la base B_2 hay que aplicar entre los dos terminales una tensión exterior que supere la polarización inversa que crea el gradiente de potencial. En ese momento la resistencia interna del transistor uniunión baja hasta un valor muy pequeño y se produce un importante paso de corriente entre los dos electrodos mencionados. Si entre E y B_2 se coloca un condensador que se cargue lentamente por el potenciómetro P, representado en la figura 14-12, cuando supere los 6 V del gradiente de potencial, la unión N-P se hace conductora y se producirá una fuerte corriente I_D entre armaduras del condensador, lo que provocará rápidamente su descarga.

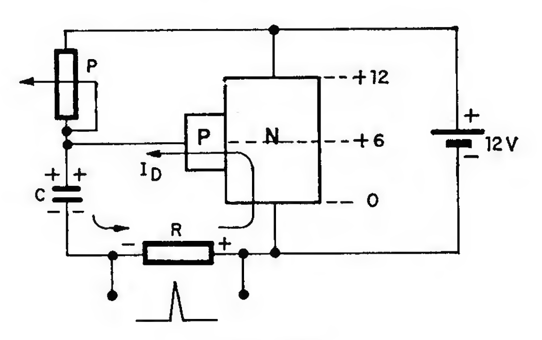


Fig. 14-12

Transcurrido el tiempo de carga de *C*, que dependerá de la posición de *P*, y superados los 6 V entre sus armaduras, la unión N-P reduce notablemente su resistencia interna, descargándose *C* a su través y provocando una corriente I_D, que al pasar por *R* origina un impulso instantáneo de tensión, puesto que *C* se descarga rápidamente, y comienza de nuevo el ciclo. Cada cierto tiempo, que depende del valor de *P*, se produce un impulso, cuya principal aplicación es el disparo de tiristores y triacs, como en el caso de la figura 14-13, en la que el generador de impulsos con uniunión polariza la puerta del tiristor y regula su cebado según la posición y el valor de *P*.

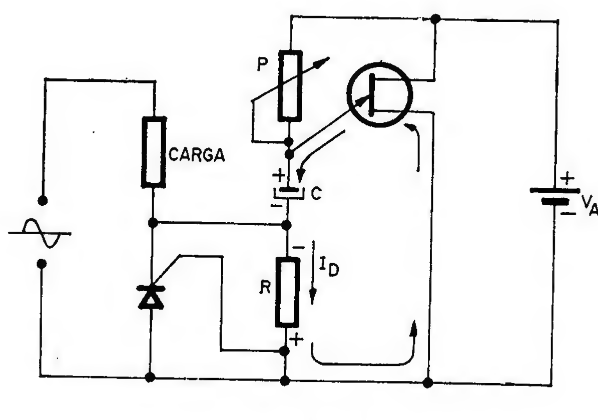


Fig. 14-13

EL DIAC

Existe un diodo, denominado de Shockley, que sólo puede conducir en sentido directo cuando se le aplica una tensión mínima entre sus electrodos. Así, hay diodos de Shockley que conducen o se disparan con 40 V; otros con 60 V, etc. Como el diodo de Shockley sólo deja pasar la corriente en un sentido, se construyó el diac, que está compuesto internamente a manera de dos Shockleys en oposición y en paralelo, de forma que conduce en ambos sentidos, pero a partir de una tensión mínima.

La aplicación característica del diac es la formación de impulsos aprovechando el tiempo de carga variable de un condensador *C* alimentado a través de un potenciómetro *P*, como se muestra en la figura 14-14.

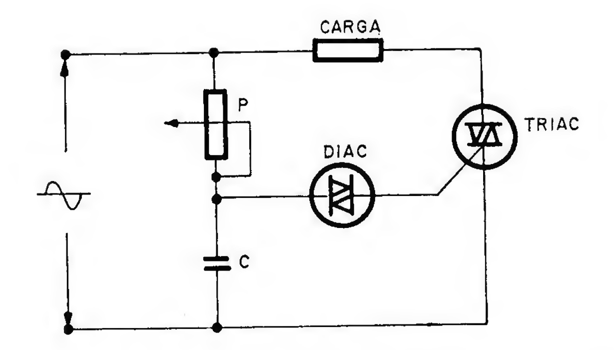


Fig. 14-14

Cuando alcanza *C* el valor de disparo en cada semiciclo, se produce el paso de corriente a través del diac y del circuito puerta-cátodo del triac, con lo que se ceba este último y la carga recibe en ese momento suministro de potencia. El tiempo que en cada semiciclo tarda en cargarse *C*, y consecuentemente cebarse el diac y el triac, se regula con *P*, el cual controla la potencia que el triac suministra a la carga.

En la foto de la figura 14-15 se muestran dos tiristores: arriba, dos triacs, en el centro y abajo, un transistor uni-unión.

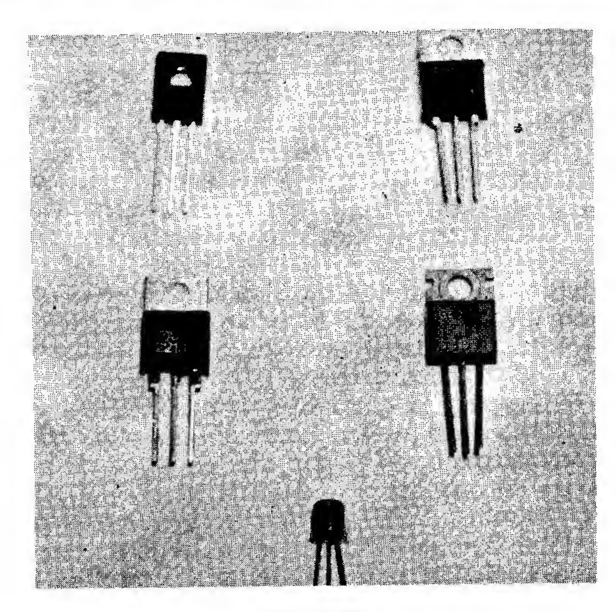


Fig. 14-15

EJERCICIOS DE LA LECCION 14.ª

Poner una cruz en la respuesta correcta.

1.ª PREGUNTA. Un tiristor funciona como:

a) Un diodo.
b) Un transistor.
c) Un interruptor.

2.ª PREGUNTA. La función del tiristor es:

a) Rectificar la c.a.
b) Gobernar la potencia rectificada de c.a.
c) Controlar la potencia de c.a.

3.ª PREGUNTA. El triac:

a) Rectifica la c.a. y controla su potencia.
b) Transforma la c.a. en c.c. con control de potencia.
c) Controla la potencia de c.a. que se entrega a la carga.

4.ª PREGUNTA. La diferencia que existe entre el diac y el triac es que:

a) El primero sólo deja pasar un semiciclo y el segundo dos.
b) El primero se ceba en ambos semiciclos con la misma tensión y el segundo cuando recibe el impulso de disparo.
c) El primero gobierna la potencia de c.c. y el segundo de c.a.

5.ª PREGUNTA. El transistor uniunión actúa:

a) Como un transistor.
b) Como un diac.
c) Como una resistencia que varía su valor de un máximo a un mínimo.

6.ª PREGUNTA. La aplicación más usual del transistor uniunión es:

a) Generar c.a. de frecuencia variable.
b) Producir impulsos de polaridad constante y frecuencia variable.
c) Producir impulsos de polaridad variable y frecuencia variable.

7.ª PREGUNTA. Un triac equivale a:

a) Dos diacs en oposición y en paralelo.
b) Dos tiristores en oposición y en paralelo.
c) Dos transistores uniunión en oposición y en paralelo.

LECCION **15**

TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO. CARACTERISTICAS Y MONTAJE EXPERIMENTAL

TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO MONOPOLARES

Lo explicado en lecciones precedentes hacía referencia a los transistores «bipolares», llamados así por funcionar con dos polarizaciones, una directa entre Emisor y Base y otra inversa entre Base y Colector, que daban lugar a la circulación de corrientes de portadores mayoritarios y minoritarios.

Los transistores de efecto de campo son de carácter «monopolar» porque en su funcionamiento sólo circulan portadores mayoritarios. Este tipo de transistores, teniendo una configuración totalmente diferente a los bipolares, poseen ciertas características que para algunas aplicaciones son mucho más ventajosas.

Existen dos tipos de transistores de efecto de campo:

1.º Transistores de efecto de campo de unión, llamados JFET.
2.º Transistores de efecto de campo de puerta aislada o FET-MOS.

TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO DE UNION. JFET.

Su estructura responde a la que aparece en la figura 15-1, en la que se aprecia cómo sobre un substrato tipo P, existen dos zonas tipo N unidas mediante un canal N.

Los electrodos principales del JFET se llaman Surtidor y Drenador y corresponden al Emisor y Colector del transistor bipolar.

El substrato hace de Base y se llama, en este tipo de transistor, Puerta.

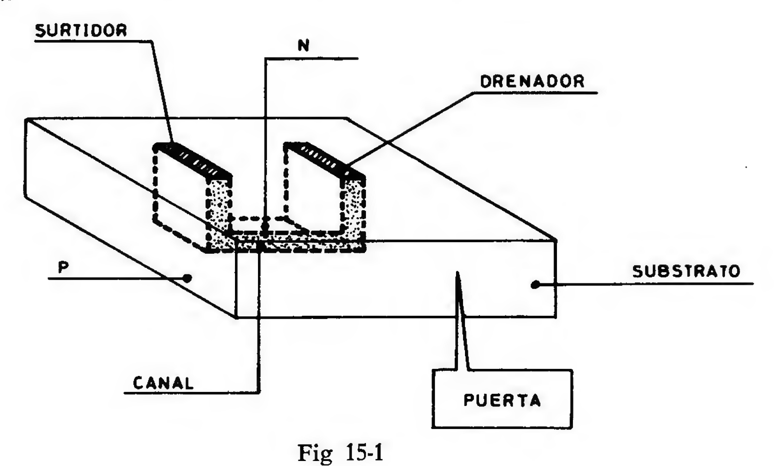


Fig 15-1

Al aplicar una tensión externa de polarización entre el Surtidor y el Drenador (V_{SD}), circula una corriente de electrones I_D, tal como queda reflejado en la figura 15-2.

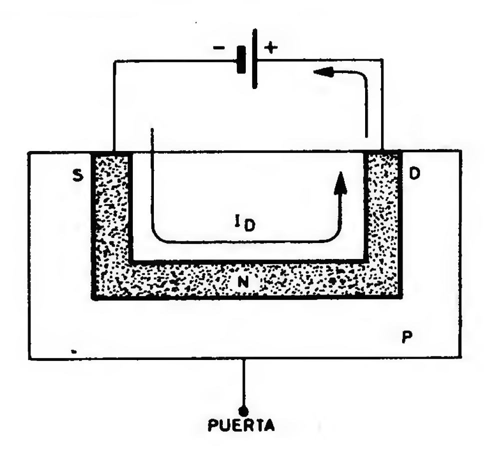


Fig. 15-2

En la figura 15-2, el canal se comporta como una resistencia al paso de la corriente entre el Surtidor y el Drenador.

Al aplicar una tensión inversa entre la Puerta y el Surtidor,

V_{PS}, se forma una barrera de potencial en la unión NP y una zona vacía de portadores mayoritarios (electrones) en el canal. El espesor de estas zonas vacías depende del valor de V_{PS} e influye en el valor de la I_D. Es como si el canal aumenta su resistencia. Ver la figura 15-3.

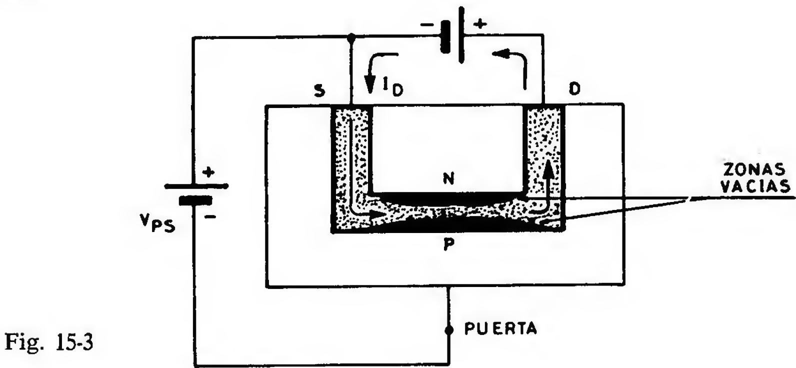


Fig. 15-3

Cuando la tensión V_{PS} alcanza tal valor que las zonas vacías invaden todo el canal y anulan la corriente I_D, a dicho valor se llama «tensión de corte».

En realidad la tensión V_{DS} también influye en I_D, puesto que queda en serie con V_{PS} y aumenta la polarización inversa de la unión NP, como se muestra en la figura 15-4.

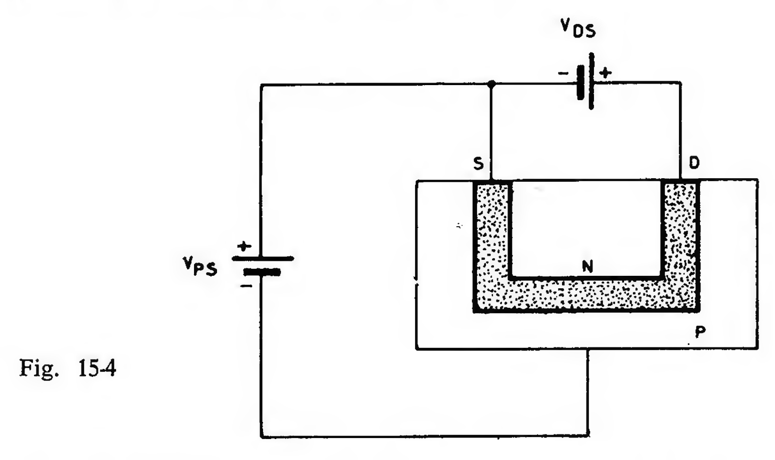


Fig. 15-4

En las curvas características de los transistores de efecto de campo de unión, presentadas en la figura 15-5, se aprecia que

cuando el voltaje V_{DS} alcanza cierto valor denominado «voltaje limitador», la I_D apenas varía.

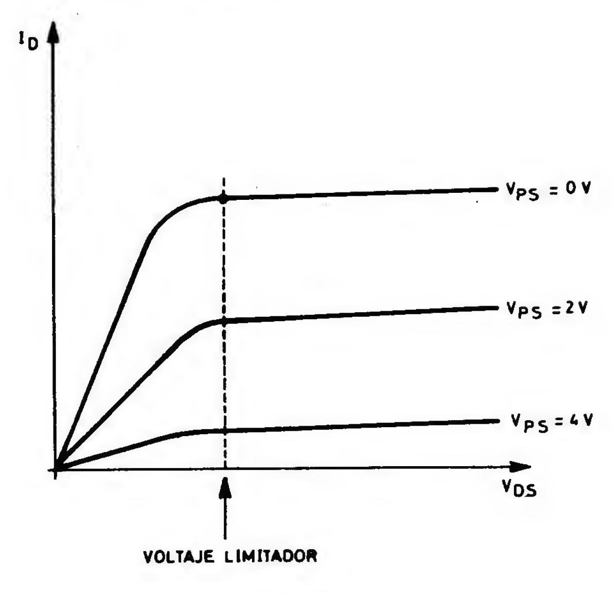


Fig. 15-5

Los símbolos de los JFET se ofrecen en la figura 15-6.

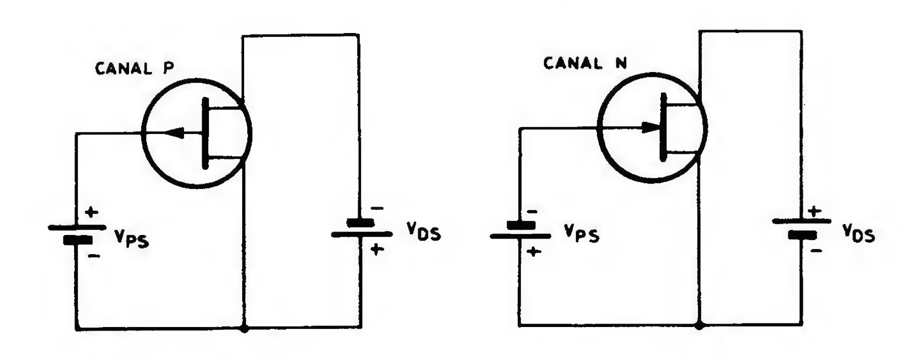


Fig. 15-6

Conviene darse cuenta que en los transistores bipolares, las variaciones de la corriente de entrada, I_B, provocaban variaciones en la corriente de salida, I_C, mientras que los transistores JFET son las variaciones de la tensión de entrada, V_{PS}, las que originan las variaciones de la corriente I_D. En los transistores bipolares existe un control de «corriente» y en los JFET, el control es de «tensión».

TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO DE PUERTA AISLADA. FET MOS.

Reciben el sobrenombre de MOS porque en su estructura hay tres capas sucesivas de METAL-OXIDO-SEMICONDUCTOR. Hay dos tipos de transistores MOS.

FET MOS de empobrecimiento

Sobre un substrato existe un canal que une al surtidor y al drenador, encima de los cuales existe una capa de SiO_2, óxido de silicio, de carácter aislante y sobre ella una placa de un metal que, en el caso de la figura 15-7, es aluminio.

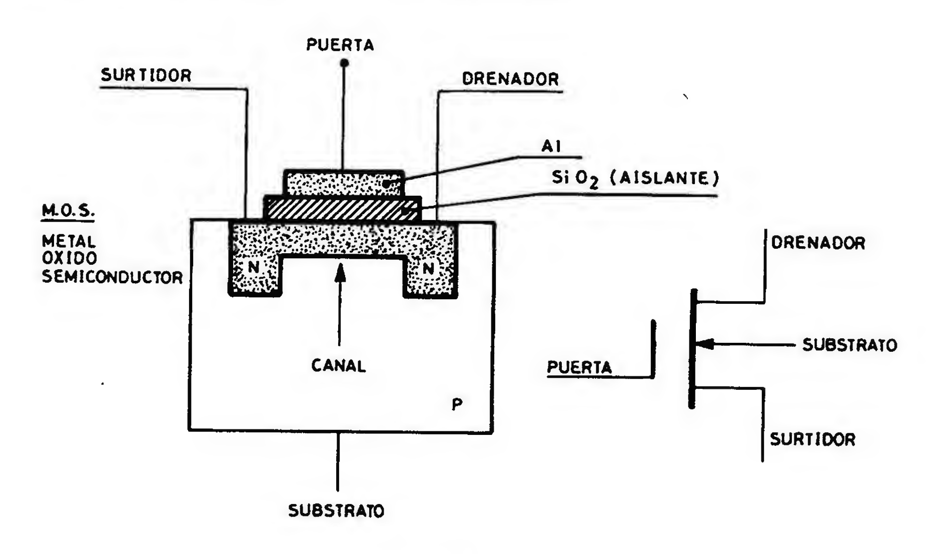


Fig. 15-7

La puerta del transistor MOS es, por lo tanto, una placa de Al aislada por el óxido del semiconductor.

Al aplicar a la puerta una polarización negativa respecto al surtidor, los electrones del canal son repelidos de la zona cercana al metal, produciéndose zonas vacías que reducen la corriente I_D de paso entre el surtidor y el drenador. En caso de aplicarse a la puerta una tensión positiva, se produciría un aumento de la conductividad del canal N y aumentaría el valor de I_D.

Obsérvese que, aunque la tensión de la puerta controla la corriente I_D, al estar aislada la puerta, apenas consume potencia. En la figura 15-8 se ofrece el circuito con las polarizaciones del transistor MOS de empobrecimiento y sus curvas características.

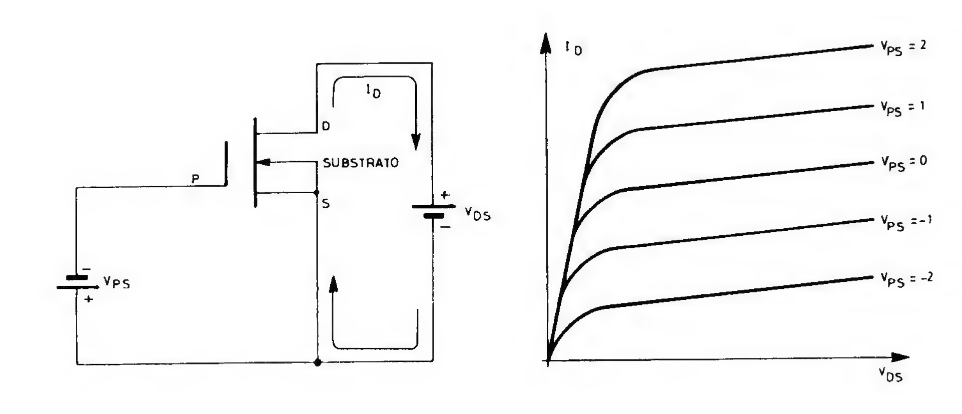


Fig. 15-8

Cuando la tensión V_{PS} es muy grande, perfora la capa aislante de óxido y el FET se rompe. Por este motivo hay que tomar cuidados especiales en la manipulación de estos transistores, pues la carga electrostática de la mano o del soldador, puede transferirse al transistor y romperlo. También por este motivo, los fabricantes suelen proporcionar a este tipo de transistores, envueltos en papel de aluminio, de forma que todas sus patillas queden cortocircuitadas.

FET MOS de enriquecimiento

Aunque de estructura parecida a los de empobrecimiento, inicialmente carece de canal entre el surtidor y drenador, como puede apreciarse en la figura 15-9.

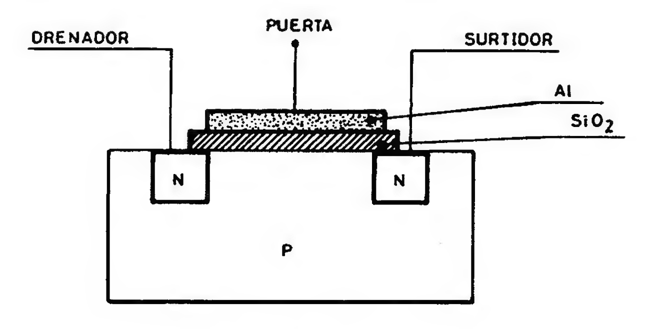


Fig. 15-9

Al aplicar una polarización positiva a la puerta, se repelen los huecos situados en la zona cercana a la puerta, al mismo tiempo que se atraen a los electrones del surtidor, produciendo como consecuencia de estas dos acciones la creación de un canal N entre el surtidor y el drenador, tal como se ha dibujado en la figura 15-10.

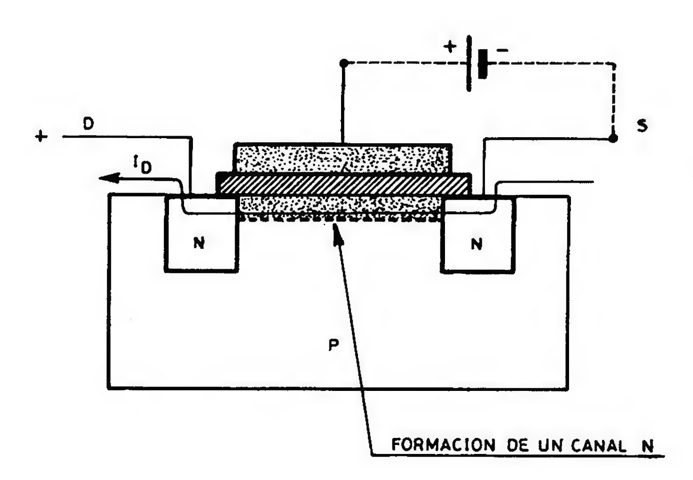


Fig. 15-10

La I_D circula entre el surtidor y el drenador con un valor que dependerá de la magnitud del canal formado y por tanto del valor de la tensión V_{PS}.

En la figura 15-11 se ofrece el símbolo del MOS de enriquecimiento, correctamente polarizado y sus curvas características.

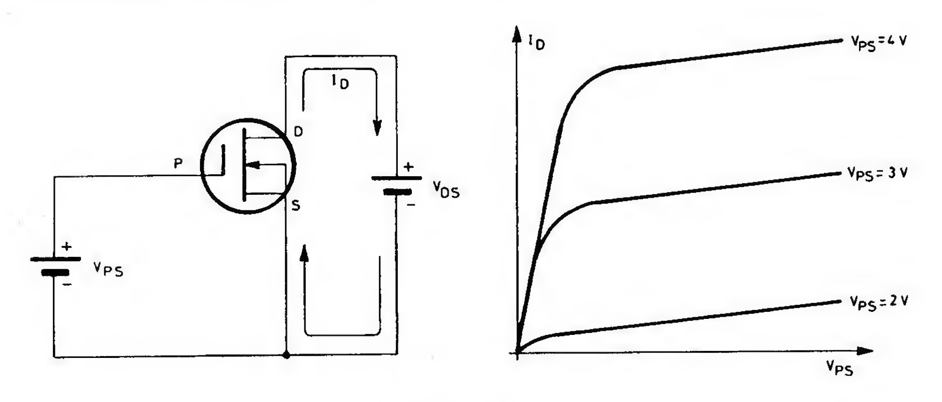


Fig. 15-11

COMPARACION DE LOS TRANSISTORES DE FECTO DE CAMPO CON LOS BIPOLARES

Ventajas de los transistores de efecto de campo

1.ª Elevada impedancia de entrada.

Puesto que la puerta de los JFET se polariza inversamente y la de los MOS está aislada, la impedancia de entrada de este tipo de transistores es de muchos megaohmios, lo que permite conectarles como carga a cualquier circuito sin afectar su funcionamiento, dada la baja corriente que consumen.

2.ª Lo dicho anteriormente comporta, además, un bajo consumo de corriente y potencia a la entrada.

3.ª Los FET son transistores monopolares, sólo circulan por ellos portadores mayoritarios. La no circulación de portadores minoritarios, muy sensibles a los cambios de temperatura, hace que los FET sean más estables a las variaciones de temperatura.

4.ª Son de tamaño reducido.

Inconvenientes de los transistores de efecto de campo

1.° La potencia de salida que pueden disipar los FET es menor que la de los bipolares, aunque los fabricantes están mejorando rápidamente casi todas las características.

2.° El funcionamiento de los FET es menos fiable en los grandes amplificadores y en trabajo a alta frecuencia.

3.° Requieren cuidados especiales en su manipulación, pues las cargas electrostáticas pueden perforar el aislante que existe debajo de la puerta.

4.° Necesita varias tensiones de polarización.

No obstante estas desventajas, dado su reducido tamaño, son muy apreciados en la fabricación de circuitos integrados. Asimismo, el coste es inferior a los bipolares.

El campo de aplicación de los FET se extiende rápidamente y cubren amplias áreas en circuitos de:

- amplificación,
- conmutación,
- generación de funciones,
- resistencias variables.

MONTAJES PRACTICOS CON TRANSISTORES FET

ALARMA LUMINOSA DE BAJO CONSUMO

En la lección 12 de prácticas se expone un multivibrador de disparo accionado por la luz. En dicho circuito se emplean transistores bipolares (SC 107), que al estar polarizados directamente, sus bases presentan una baja impedancia de entrada y en consecuencia un consumo elevado del divisor de tensión en el que se encuentra la LDR.

En el circuito que se presenta en la figura 15-12 se utiliza como transistor de entrada en FET, modelo 40468A, cuya alta impedancia de entrada proporciona un consumo despreciable de la potencia de entrada.

El circuito de la figura 15-12 opera de forma similar a un Triger Schmitt. La tensión de disparo, presente en la LDR, es de 2,9 V, que al estar aplicada a las resistencias de 2M2 y 10M que polarizan el FET, originan un consumo de corriente de entrada de 0,23 μA, disipando una potencia de 0,70 μW el circuito de entrada.

La carga del FET conectada en su fuente es la resistencia entre el emisor y la base 1 del transistor uniunión, modelo 2N 2646, que como se sabe es muy elevada hasta que entre dichos electrodos no se alcanza el voltaje de disparo. Cuando la tensión aplicada a la

puerta del FET, produce en la fuente del mismo, la tensión necesaria para el disparo del uniunión, éste se hace conductor y permite que se produzca en la salida una variación de tensión, que tratada convenientemente se aplica al circuito de alarma.

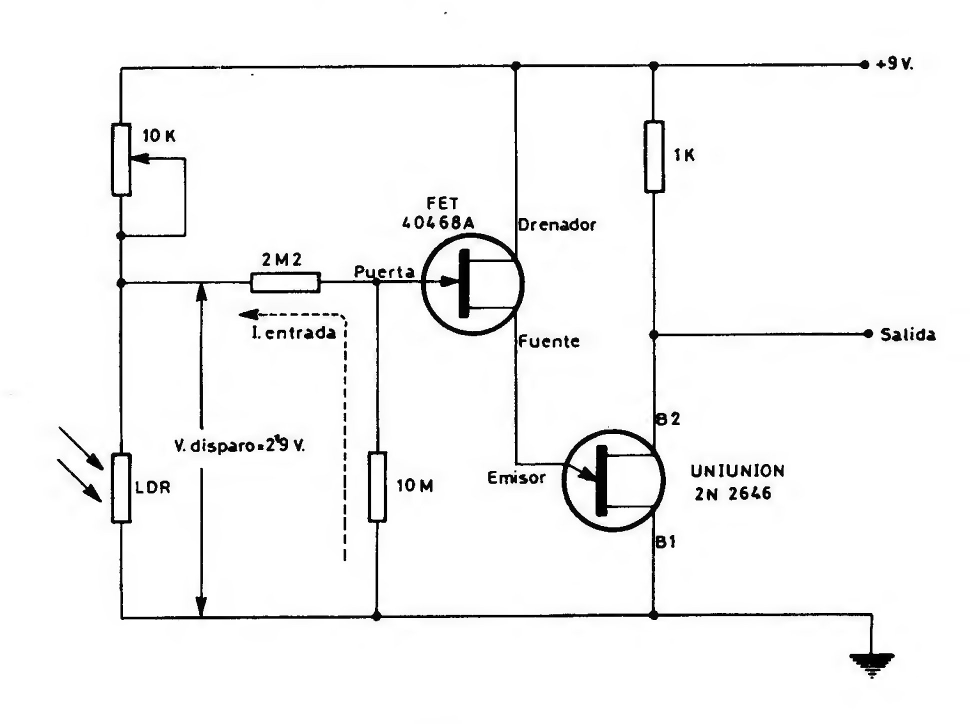


Fig. 15-12

GENERADOR DE ONDA CUADRADA DE BAJA FRECUENCIA

Aprovechando la alta impedancia de los FET, se pueden realizar circuitos de multivibradores inestables de oscilaciones muy lentas. En la figura 15-13 se muestra un típico multivibrador a base de transistores FET, que al estar polarizadas sus puertas con re-

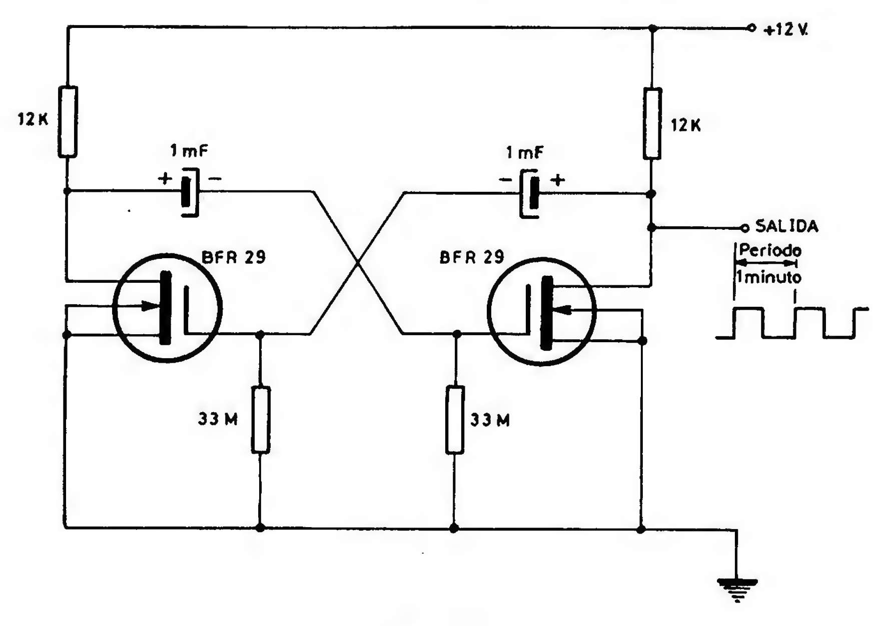


Fig. 15-13

sistencias de 33 M proporcionan un tiempo de descarga de los condensadores de 1 μF del orden de $\frac{1}{2}$ minuto, lo que supone la generación de una onda cuadrada de 1 minuto de período

Apéndice

Ejercicios de cálculo y diseño de circuitos con transistores

CONCEPTOS FUNDAMENTALES DE CARACTER PRACTICO SOBRE EL FUNCIONAMIENTO DE DIODOS Y TRANSISTORES

EL DIODO

Cuando a una unión PN o diodo semiconductor se le polariza directamente, se comporta como una resistencia de bajo valor, del orden de unos cientos de ohmios. En cambio, cuando el diodo recibe polarización inversa, su resistencia interna se eleva a cientos de miles de ohmios, circulando a su través una débil corriente producida por los portadores minoritarios. (Fig. Ap-1.)

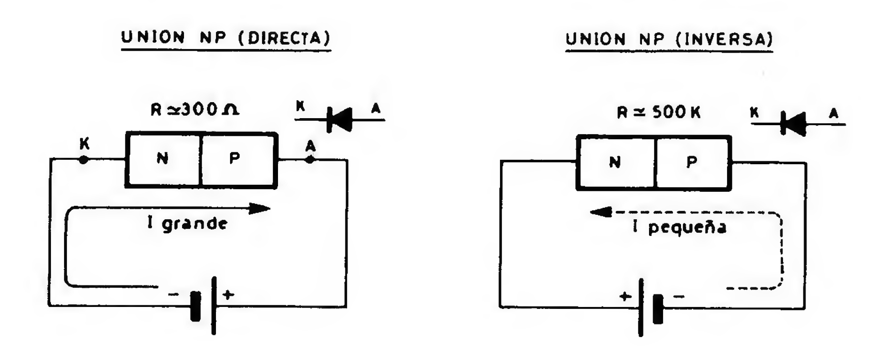


Fig. Ap-1

Cuando el diodo está presente en un circuito y queda polarizado directamente, absorbe una pequeña tensión prácticamente constante, del orden del medio voltio, dejando pasar por el circuito una corriente que dependerá de la tensión total aplicada y la resistencia de dicho circuito.

$$I = \frac{V_T - 0{,}5}{R}$$

Cuando la polarización externa de un circuito que contiene un diodo es inversa, la corriente despreciable que deja pasar el diodo

origina una caída de tensión nula en la resistencia de carga y obliga al diodo a absorber toda la tensión. (Ver fig. Ap-2.)

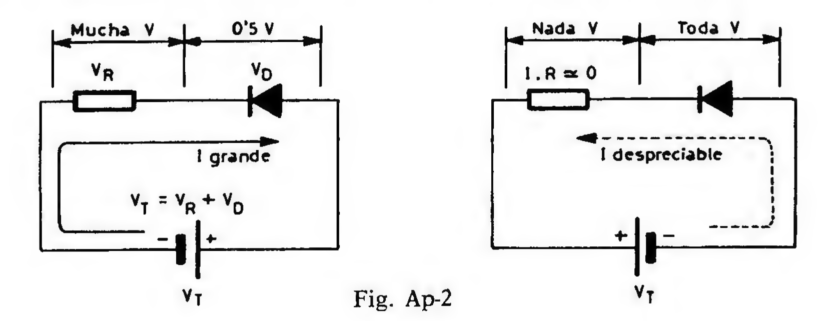


Fig. Ap-2

EL TRANSISTOR

En líneas generales, el transistor puede trabajar de dos formas diferenciadas:

1.ª En la zona lineal de una recta de carga.

2.ª En conmutación, es decir, bloqueado y saturado.

BIEN POLARIZADO

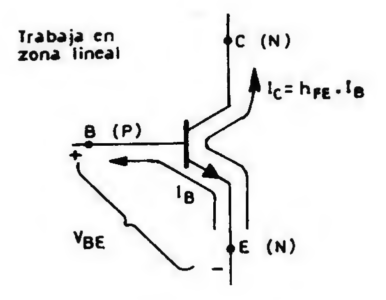


Fig. Ap-3

Cuando el transistor trabaja en la zona lineal, el principio de su funcionamiento es el «control de corriente», que consiste en que pequeñas variaciones de la corriente de entrada I_B originan variaciones más importantes en la corriente de salida I_C. En esta zona, la relación entre I_C e I_B es el parámetro h_{FE}, tal como se expresa de forma gráfica en la figura Ap-3.

El funcionamiento del transistor en conmutación, sólo le permite dos posibilidades de trabajo:

1) *Bloqueado*, es decir, sin circulación de corriente, al no estar polarizada la base del transistor lo suficiente. En la figura Ap-4 la base tiene 0 V, o sea, la misma tensión que el emisor y se recordará que para empezar a conducir un transistor de silicio, NPN, precisa que la base sea positiva respecto al emisor en unos 0,7 V. Cuando el transistor está bloqueado su tensión de salida es la máxima.

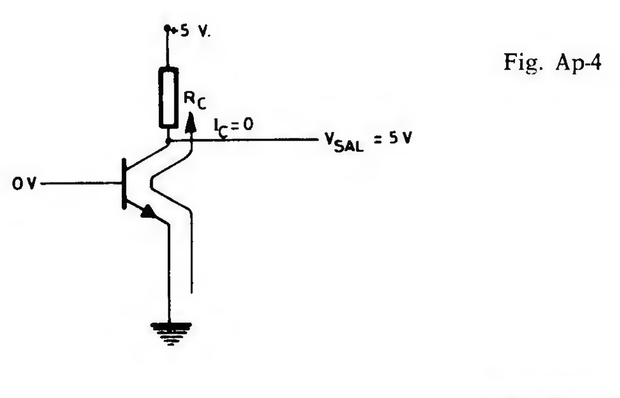


Fig. Ap-4

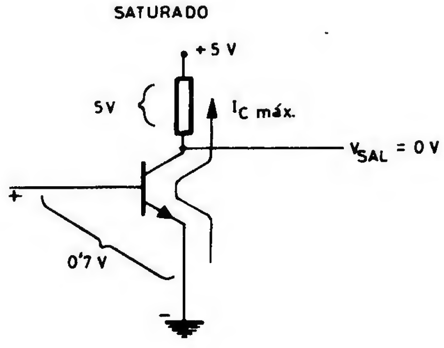


Fig. Ap-5

2) *Saturado*, lo que supone que el transistor es atravesado por la máxima corriente posible, $I_{C\ SATURACION}$, con lo que la tensión de alimentación del circuito se queda, prácticamente toda, en la resistencia de carga situada en el colector del transistor,

mientras que en el colector la tensión de salida es nula. Esta situación es sólo teórica, puesto que si no tuviese tensión el colector, el transistor no conduciría. En la práctica, cuando el transistor está saturado, la tensión entre colector y emisor es del orden de 0,3 V. (Ver la figura Ap-5.)

Cuando la V_{BE} directa del transistor origina la saturación del mismo, ya no se mantiene la relación entre la I_C y la I_B, que en la zona lineal era h_{FE}, en este caso es superior y para asegurar la saturación del transistor la relación por lo menos debe llegar al doble que en la zona lineal, o sea, a $2 \cdot h_{FE}$.

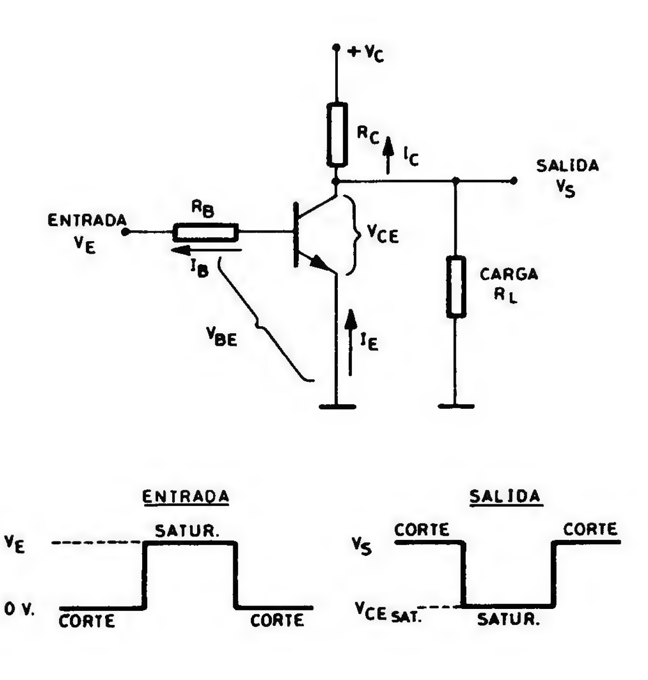


Fig. Ap-6

En la figura Ap-6 se observa el comportamiento de un transistor trabajando en saturación. La señal cuadrada de entrada se obtiene a la salida invertida.

Sobre la figura Ap-6 se pueden deducir las siguientes condiciones de trabajo del transistor.

BLOQUEO

$$V_e = 0, \; I_C = 0 \; \text{ y } \; V_S = V_C \left(\frac{R_L}{R_C + R_L} \right)$$

SATURACION. — Cuando V_e y R_B permiten se cumpla que

$$I_B > \frac{I_C}{h_{FE}}$$

$$I_B = \frac{V_e - V_{BE}}{R_B}; \quad V_S = V_{CE\,SAT} = 0{,}25 \text{ V}; \quad I_C = \frac{V_C - V_{CE\,SAT}}{R_C}$$

Finalmente en la figura Ap-7 se muestra el esquema de dos transistores con las polarizaciones típicas entre sus electrodos, a la izquierda en funcionamiento en la zona lineal y a la derecha trabajando en saturación. En el primer caso $I_C = I_B \cdot h_{FE}$ y en el segundo caso, $I_C = I_B \cdot \frac{1}{2} \cdot h_{FE}$. (El factor $\frac{1}{2}$ se toma para asegurar la saturación.)

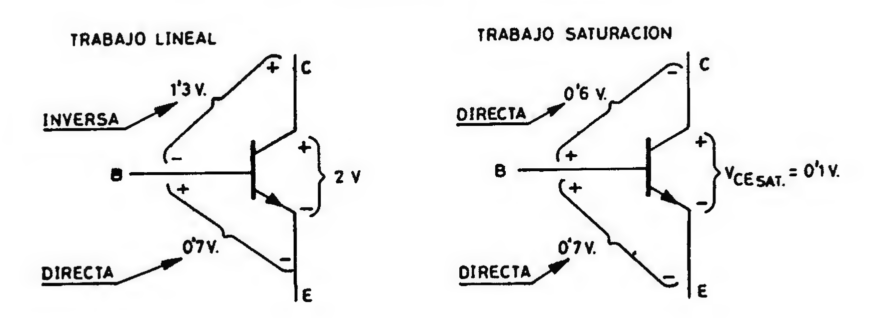


Fig. Ap-7

Teniendo en cuenta estas características fundamentales del comportamiento de los diodos y transistores, a continuación se exponen seis ejemplos de cálculo y diseño de circuitos con transistores. Los tres primeros se refieren al trabajo del transistor en conmuta-

ción y los tres finales al trabajo en la zona lineal y cálculo de etapas amplificadoras.

1^er EJERCICIO

DISEÑO DE UN CIRCUITO SIMPLE DE CONMUTACION

Dadas las características del transistor SC 107, hallar los valores de las resistencias R_B y R_C que forman el circuito de conmutación de la figura Ap-8, teniendo en cuenta que en saturación se desea que circule una $I_{C\,SAT} = 60$ mA. Los niveles lógicos aplicados a las bases para el bloqueo y la saturación, son de 0 y 5 V, respectivamente, y la polarización del circuito es de 10 V.

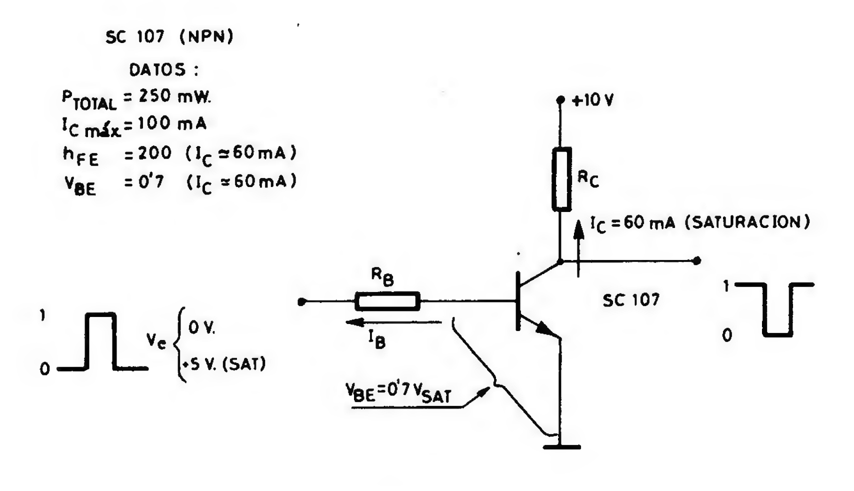


Fig. Ap-8

1.° *Cálculo de R_C.*

En la figura Ap-9 se ha dibujado la curva de máxima potencia para conocer la zona permitida de trabajo del transistor. También se ha trazado la recta de carga, puesto que quedan determinados dos puntos:

$$I_C = 0,\ V_{CE} = 10\text{ V} \text{ y el } I_C = 60\text{ mA},\ V_{CE} = 0\text{ V}$$

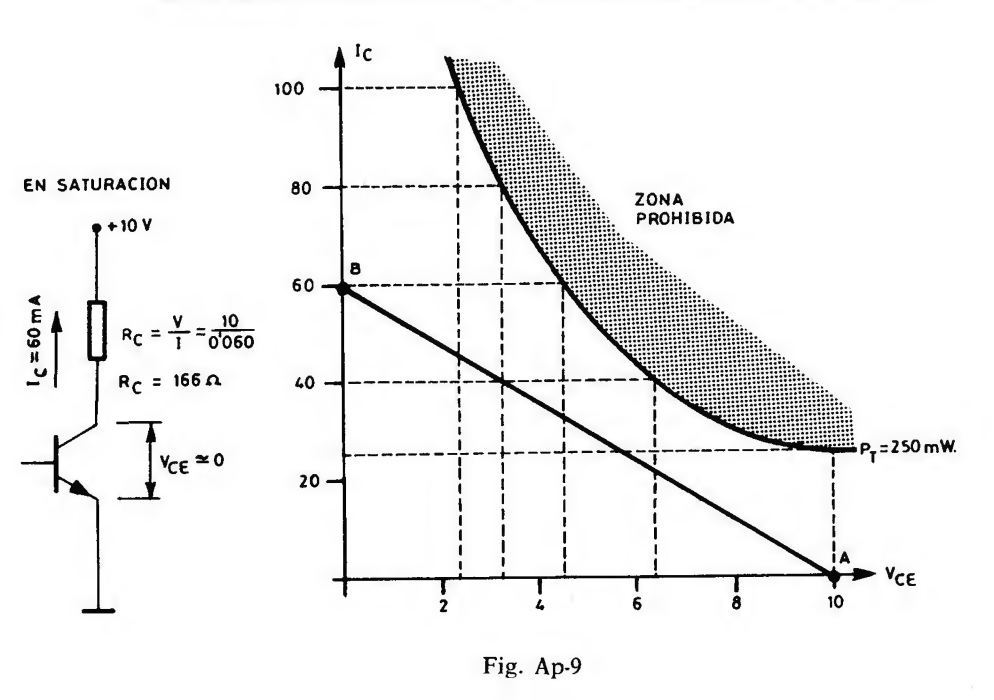


Fig. Ap-9

Se ha calculado la R_C sobre la misma figura Ap-9, aplicando la ley de Ohm en el punto de saturación, habiendo obtenido un valor teórico para ella de 166 ohmios. En la práctica se tomará como resistencia de carga una de valor normalizado de 170 ohmios.

2.º *Cálculo de la I_B en saturación.*

$$I_B > \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (\text{SATURACION})$$

En la práctica, para mayor seguridad:

$$I_B = 2\,\frac{I_C}{h_{FE}} = 2\,\frac{60}{200} = 0{,}6 \text{ mA.}$$

3.º *Cálculo de R_B para permitir la saturación con 5 V de entrada.*

Según la figura Ap.10,

$$R_B = \frac{5 - 0{,}7}{0{,}0006} = 7 \text{ K (aproximadamente).}$$

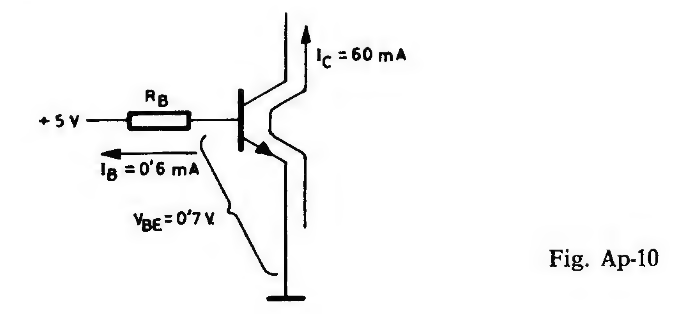


Fig. Ap-10

Finalmente, en la figura Ap-10 bis se muestra el circuito completo una vez diseñado.

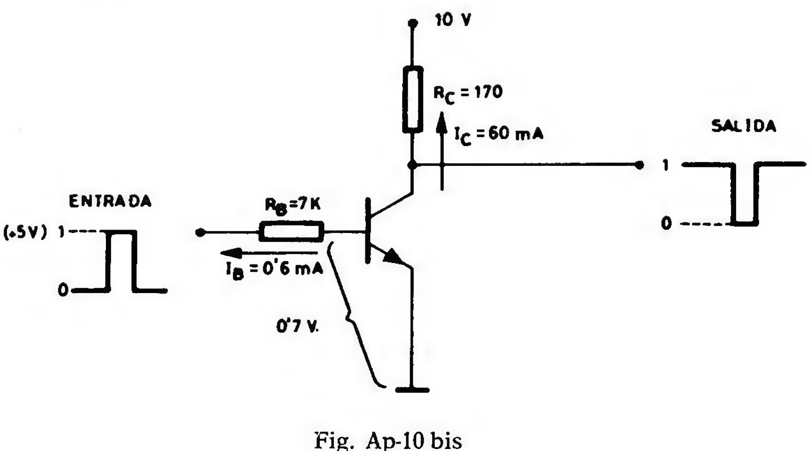


Fig. Ap-10 bis

2.° EJERCICIO

DISEÑO DE UN CIRCUITO DE CONMUTACION PARA LA ALIMENTACION DE UN LED

Diseñar un circuito basado en el transistor SC 107 (NPN), que trabajando en saturación, al aplicarle a su base 2,7 V, conduzca una corriente de 20 mA para activar un diodo LED que en esta situación absorbe 1,7 V. La alimentación del circuito que se refleja

en la figura Ap-11 es de 6 V y el coeficiente h_{FE} para esta I_C será de 90.

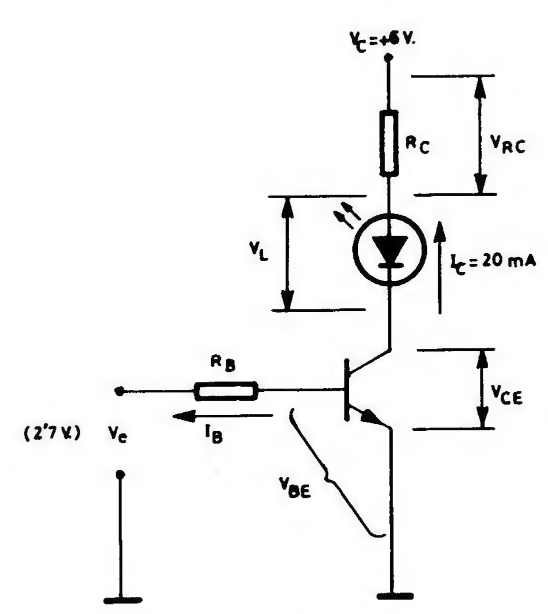


Fig. Ap-11

1.° *Cálculo de la R_C suplementaria al diodo LED.*

$$V_C = I_C \quad R_C + V_L + V_{CE}$$

$$R_C = \frac{V_C - V_L - V_{CE}}{I_C}$$

Si el transistor está saturado $V_{CE} = 0$ V (aproximadamete)

$$R_C = \frac{V_C - V_L}{I_C} = \frac{6 - 1{,}7}{0{,}020} = 215 \text{ ohmios.}$$

El valor de la resistencia normalizada más próximo es de 220 ohmios.

2.° *Cálculo de la I_B.*

En la práctica, cuando el transistor está saturado:

$$I_B = 2\,\frac{I_C}{h_{FE}} = 2\,\frac{0{,}020}{90} = 0{,}44 \text{ mA.}$$

3.° *Cálculo de R_B.*

Teniendo en cuenta que en un transistor de Si, la V_{BE} de saturación es del orden de los 0,7 V, aplicando la ley de Ohm al circuito de entrada mostrado en la figura Ap-12.

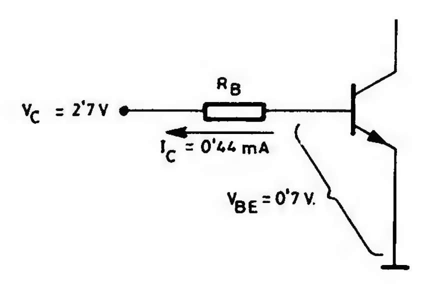


Fig. Ap-12

$$R_B = \frac{2{,}7 - 0{,}7}{0{,}00044} = 4.545 \text{ ohmios (normalizada: 4K7).}$$

El circuito, una vez diseñado por completo, se ofrece en la figura Ap-13.

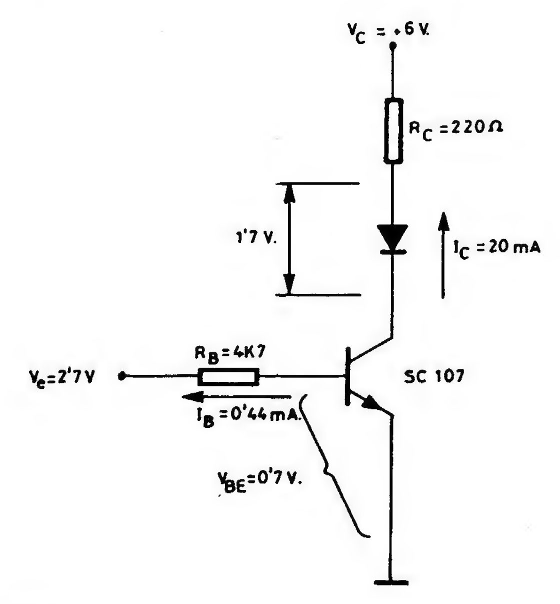


Fig. Ap-13

3^er EJERCICIO

CARACTERISTICAS DE UN TRANSISTOR EN SATURACION

Si el transistor del circuito de la figura Ap-14 está saturado y en su diseño se ha usado un coeficiente de seguridad 2, es decir, $I_B = 2 \cdot I_C/h_{FE}$, averiguar: 1.° h_{FE}; 2.° Validez de la $R_C = 470\ \Omega$, y Resistencia de carga mínima.

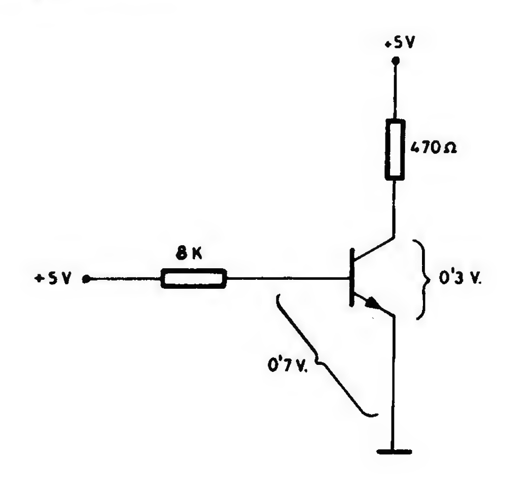


Fig. Ap-14

1.° *Cálculo de h_{FE}.*

$$I_C = \frac{5 - 0{,}3}{470} = 10 \text{ mA}; \quad I_B = \frac{5 - 0{,}7}{8.000} = 0{,}5 \text{ mA}$$

$$h_{FE} = 2\frac{I_C}{I_B} = 2\frac{10}{0{,}5} = 40$$

2.° *¿Es válida la $R_C = 470$ ohmios?*

La Pot_{max} del transistor es 20 mW. ¿Cuál es la R_{min} que puede colocarse como carga?

En la figura Ap-15 se comienza dibujando la curva de máxima potencia para 20 mW y después la recta de carga para 470 ohmios, que al quedar en la zona permitida, sí es válida.

Para calcular la R_{min} se traza en la figura Ap-15 la recta tangente a la curva de máxima potencia y se analiza, para deducir el valor de la resistencia correspondiente, el punto de saturación: $I_C = 16$ mA y $V_{CE} = 0$, de donde:

$$R_{C\ min} \frac{5}{0{,}016} = 312 \text{ ohmios.}$$

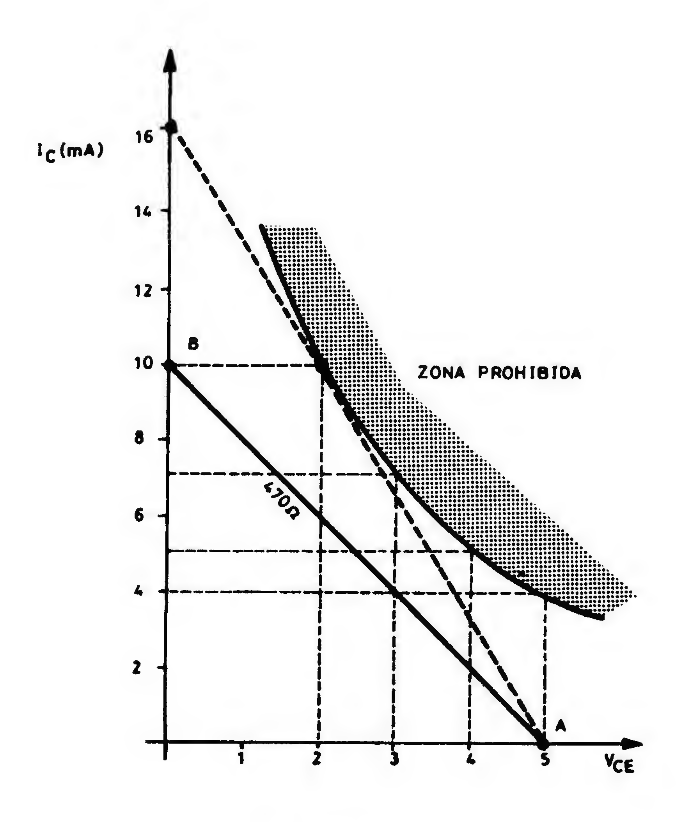


Fig. Ap-15

4.º EJERCICIO

CALCULO DE LA RESISTENCIA DE CARGA DE UN TRANSISTOR

Se dispone de un transistor NPN, cuya potencia máxima de disipación es de 20 mW, estando polarizado mediante una tensión $V_{CE} = 10$ V a través de una resistencia de carga de 1.000 ohmios.

La curva característica del transistor es conocida y se ofrece en la figura Ap-16.

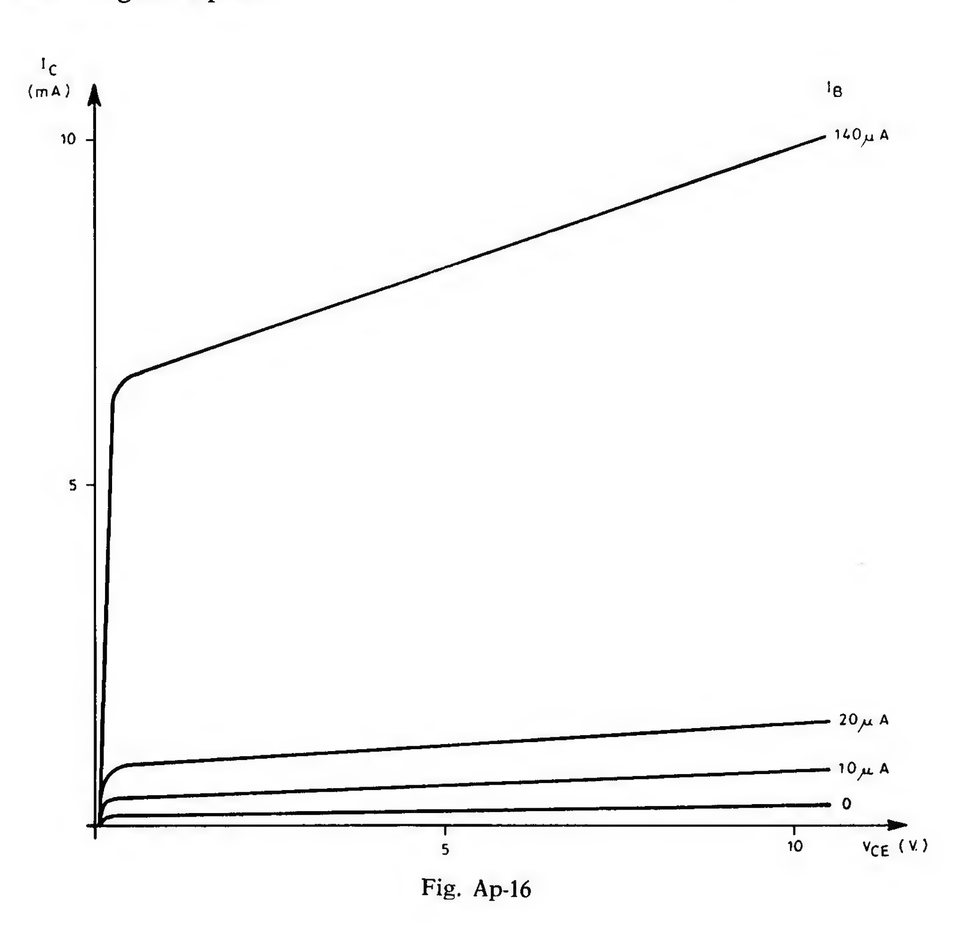


Fig. Ap-16

1) Dibujar el circuito básico del transistor y su correcta polarización.

2) Dibujar la recta de carga.

3) Dibujar la curva de máxima potencia.

4) Calcular la resistencia de carga de mínimo valor.

5) Sobre la resistencia de carga de mínimo valor, determinar la I_B, I_C y V_{CE} del punto de reposo.

1.º El dibujo del circuito del transistor es el de la figura Ap-17.

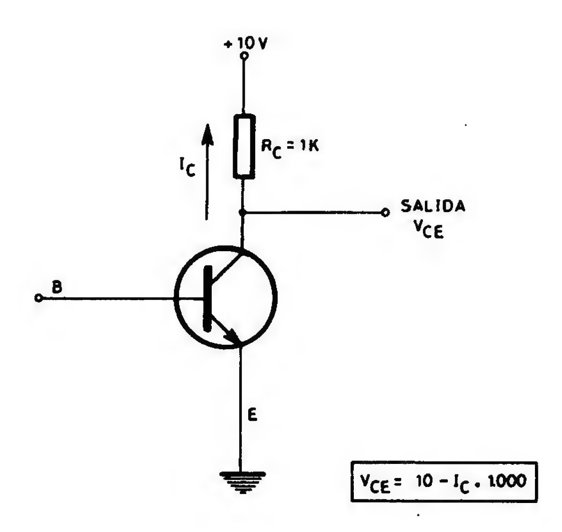


Fig. Ap-17

2.° La recta de carga y los dos puntos que la determinan se han representado en la figura Ap-18.

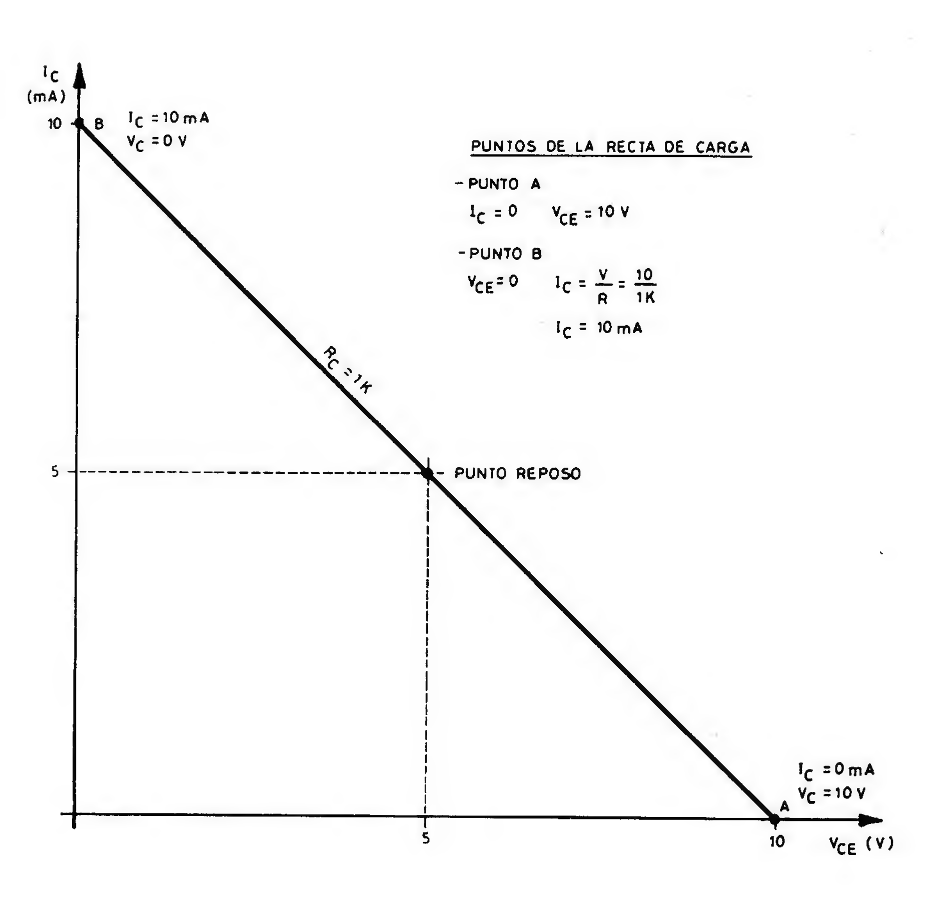


Fig. Ap-18

3.º Al dibujar en la figura Ap-19 la curva de máxima potencia se aprecia que la R_C de 1.000 ohmios no es válida por tener puntos dentro de la zona prohibida.

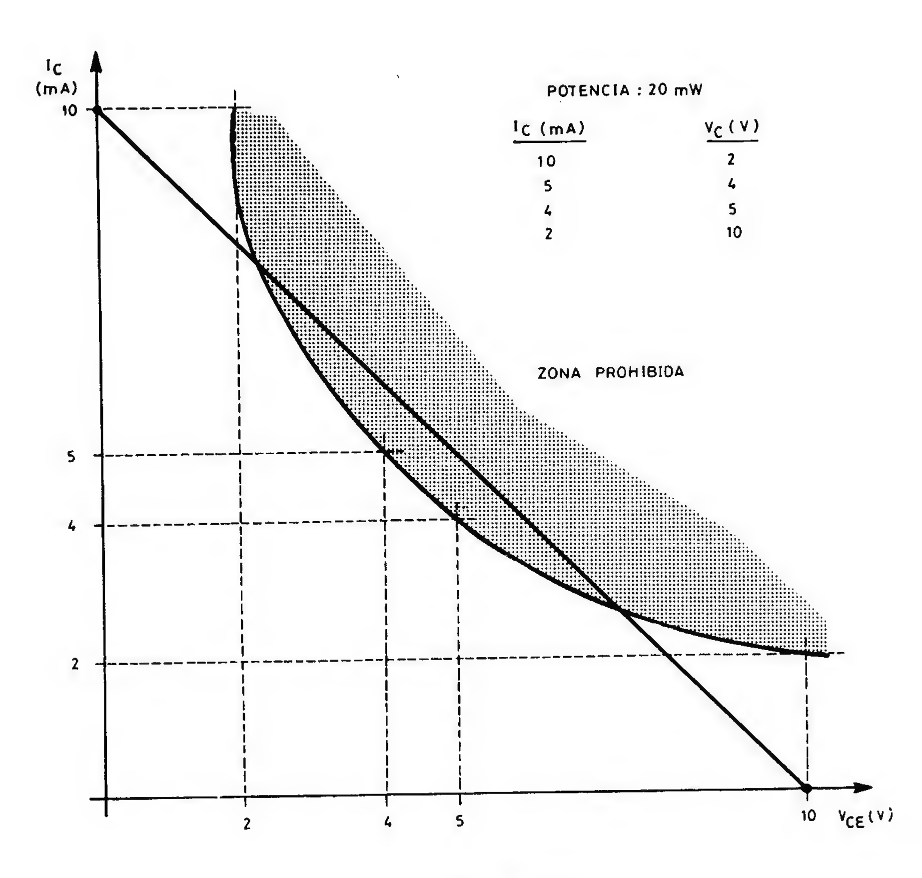


Fig. Ap-19

4.° La resistencia de carga de mínimo valor se halla trazando una recta que, partiendo de 10 V, sea tangente a la curva de máxima potencia. El valor de dicha resistencia se halla aplicando la ley de Ohm al punto de saturación en donde $I_C = 8$ mA y $V_{CE} = 0$, tal como queda reflejado en la figura Ap-20.

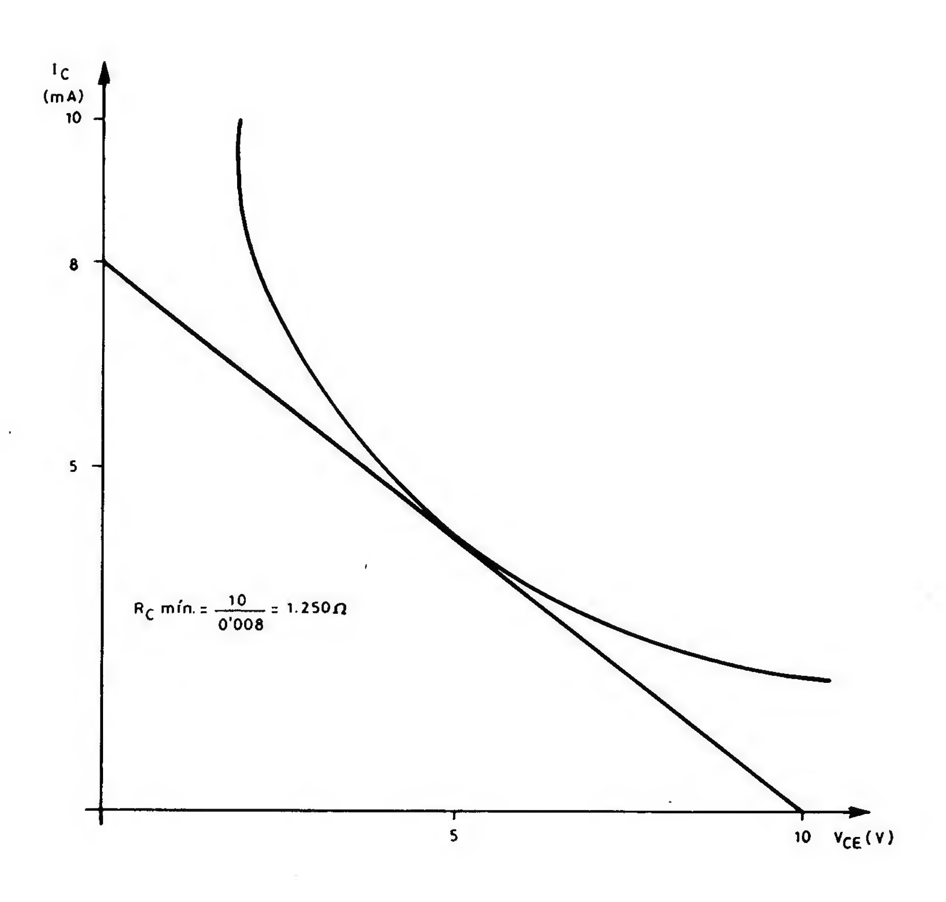


Fig. Ap-20

5.° El punto de reposo para la resistencia de carga de 1.250 ohmios será el centro de su recta de carga, que al analizarlo se extraen los valores correspondientes a las corrientes y tensiones pedidas. (Ver figura Ap-21.)

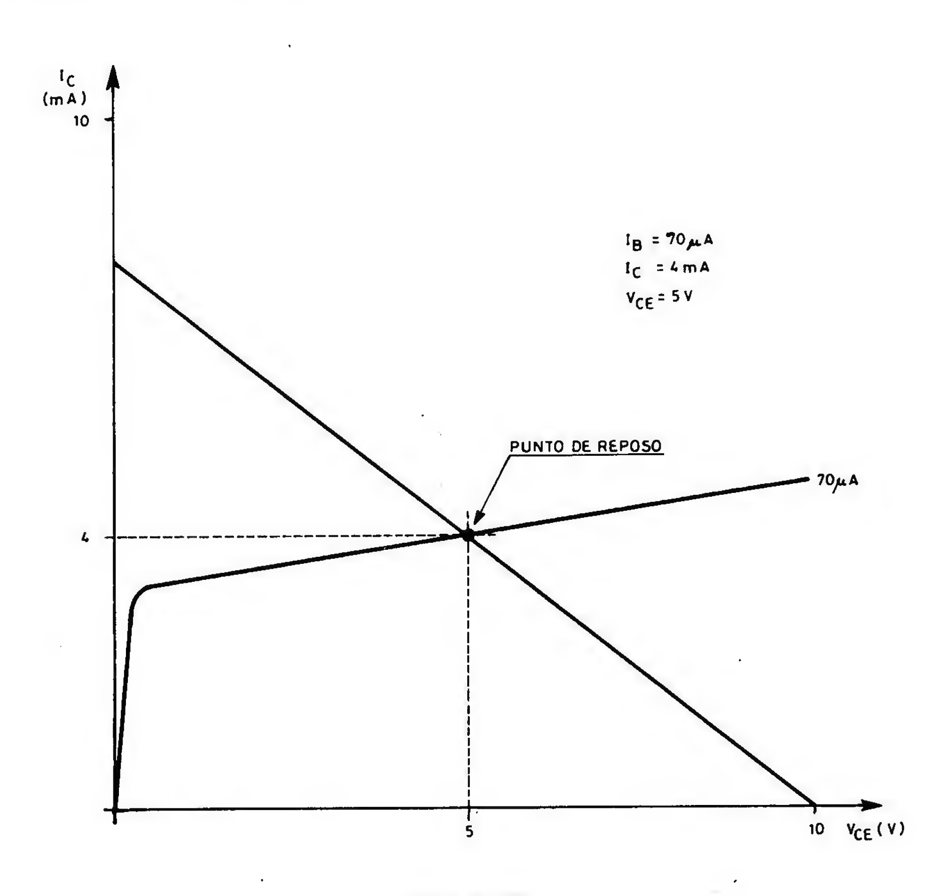


Fig. Ap-21

5.° EJERCICIO

DISEÑO DE UNA ETAPA AMPLIFICADORA

Se trata de calcular los valores de los componentes que forman una etapa amplificadora de B.F., alrededor de un transistor. Se emplea un transistor SC 107 en circuito de emisor común, estando polarizada su base mediante un divisor de tensión y componiendo una resistencia y un condensador en el emisor la estabilización térmica del transistor. La tensión de alimentación es de 9 V.

Se desea obtener una amplificación de tensión de valor 3.

DATOS DEL TRANSISTOR SC 107

Máxima intensidad de colector, $I_{C\,max} = 100$ mA.
Potencia máxima (temp. ambiente = 25°C), $P_{max} = 250$ mW.
Ganancia estática de corriente, $h_{FE} = 150$.

La intensidad de colector que se elige para el punto de reposo del transistor es de 20 mA.

En la figura Ap-22 se muestra el esquema del circuito que se trata de diseñar.

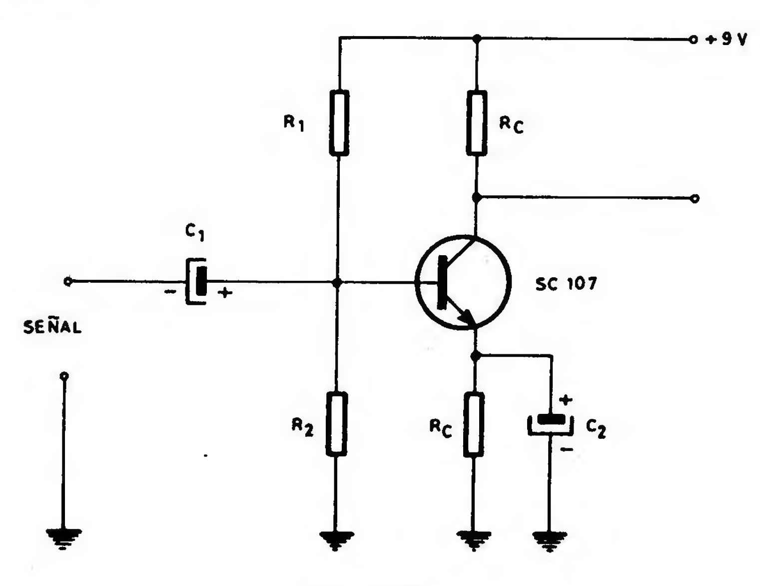


Fig. Ap-22

a) *Cálculo de la estabilización térmica.*

Se colocará una resistencia en el emisor del transistor, R_e, cuyo valor permita obtener una tensión en el emisor de unos 2 V, valor muy empleado en la estabilización. La figura Ap-23 muestra el circuito para el cálculo de R_e.

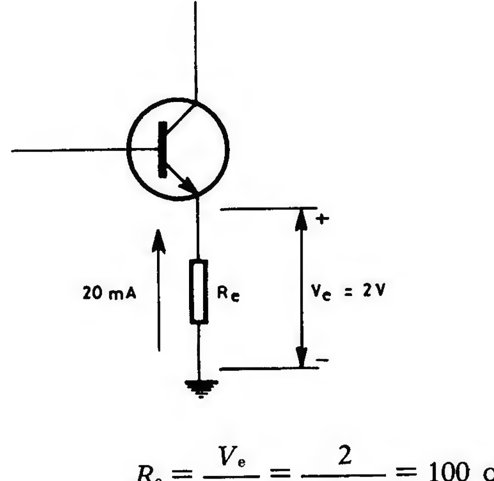


Fig. Ap-23

$$R_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{2}{0{,}020} = 100 \text{ ohmios.}$$

La resistencia de emisor de valor normalizado será 100 ohmios/ 0,25 W.

b) *Cálculo del condensador de desacoplo C_2.*

La X_C del condensador de desacoplo de la c.a. de la resistencia del emisor, debe cumplir,

$$X_C = \frac{R_e}{10}$$

X_C se calcula para la frecuencia mínima de las señales que se trata de amplificar. En caso de B.F. se supone que $f_{min} = 1.000$ Hz

$$\frac{1}{2 \cdot f_{min} \cdot R_e} = \frac{R_e}{10}$$

$$\frac{10}{2 \cdot f_{min} \cdot R_e} = C_2$$

$$C_2 = \frac{1{,}59}{f_{min} \cdot R_e} = \frac{1{,}59}{1.000 \cdot 100} = 0{,}0000159 \text{ F}$$

$$C_2 = 15{,}9 \text{ mF.}$$

Tomaremos normalizado:

$$C_2 = 25 \text{ mF/10 V.}$$

c) *Cálculo de la resistencia de carga R_C.*

La fórmula simplificada, que permite calcular la amplificación de tensión A_v de forma rápida y sencilla, para el caso de que R_C y R_e sean valores normales, es:

$$A_v = \frac{R_C}{R_e}$$

$$R_C = -A_v \cdot R_e$$

En nuestro caso:

$$R_C = -3 \cdot 100 = 300 \ \Omega$$

La potencia disipada en R_C será:

$$P_C = R_C \cdot I_C^2$$

$$P_C = 300 \cdot 0{,}02^2 = 0{,}12 \text{ W}$$

Tomaremos R_C, normalizada:

$$R_C = 270 \ \Omega/0{,}5 \text{ W}$$

d) *Cálculo del divisor de tensión que polariza la base.*

Se trata de calcular los valores de R_1 y R_2 de la figura Ap-24.

Se calcula un divisor de tensión R_1/R_2, que absorba una intensidad unas 10 veces mayor que la de la base, para minimizar la influencia de I_B

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{20}{150} = 0{,}13 \text{ mA.}$$

Según la figura Ap-24, R_2 está sometida a una tensión total de: 0,6 + 2 = 2,6 V y estará atravesada por una corriente que será igual a 0,13 × 10 = 1,3 mA; por tanto aplicando la ley de Ohm,

$$R_2 = \frac{2{,}6}{1{,}3} = 2\ \text{K} \quad \text{(normalizada 2K2).}$$

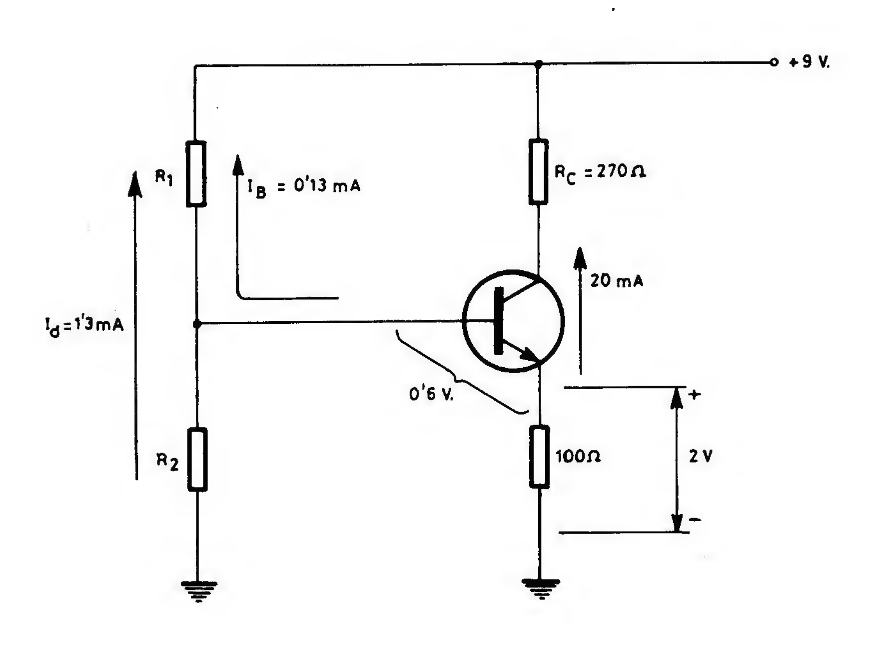


Fig. Ap-24

R_1 estará atravesada por una corriente de 1,3 + 0,13 = 1,43 mA

$$R_1 = \frac{9 - 2{,}6}{1{,}43} = 4{,}7\ \text{K} \quad \text{(normalizada 4K7).}$$

Por último, en la figura Ap-25 se muestra el circuito con los valores definitivos de sus componentes.

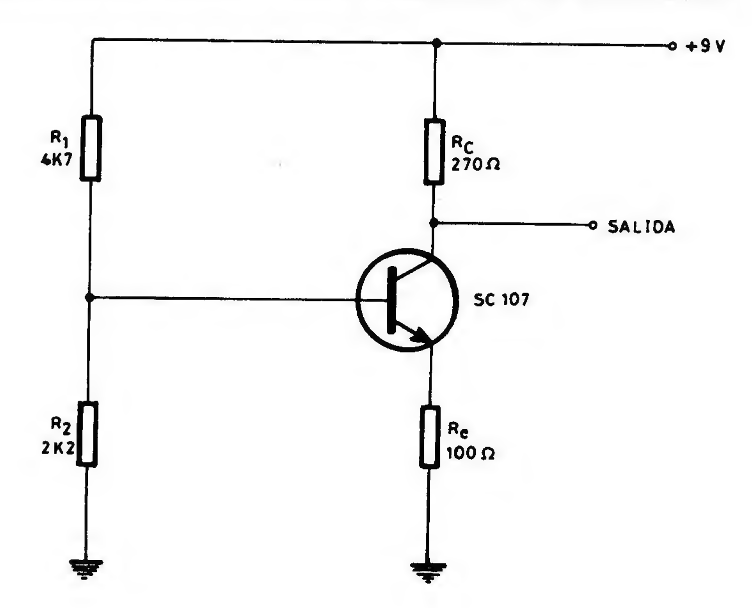


Fig. Ap-25

e) *Comprobación de la potencia consumida por el transistor.* En la figura Ap-26 se ha dibujado la curva de máxima potencia del transistor, que según el fabricante correspondía a 250 mW, así como también la recta de carga correspondiente a la resistencia de 270 ohmios, pudiéndose comprobar que dicha recta está bastante alejada de la curva de máxima potencia, por lo que el transistor está funcionando de forma muy desahogada y sin peligros.

Los valores de V_{CE} y de I_C que se han utilizado para obtener los puntos que conforman la curva de potencia máxima 250 mW son los siguientes:

V_{CE} (V)	I_C (mA)
2,5	100
3,1	80
4,1	60
6,25	40
12,5	20
25	10
50	5
100	2,5

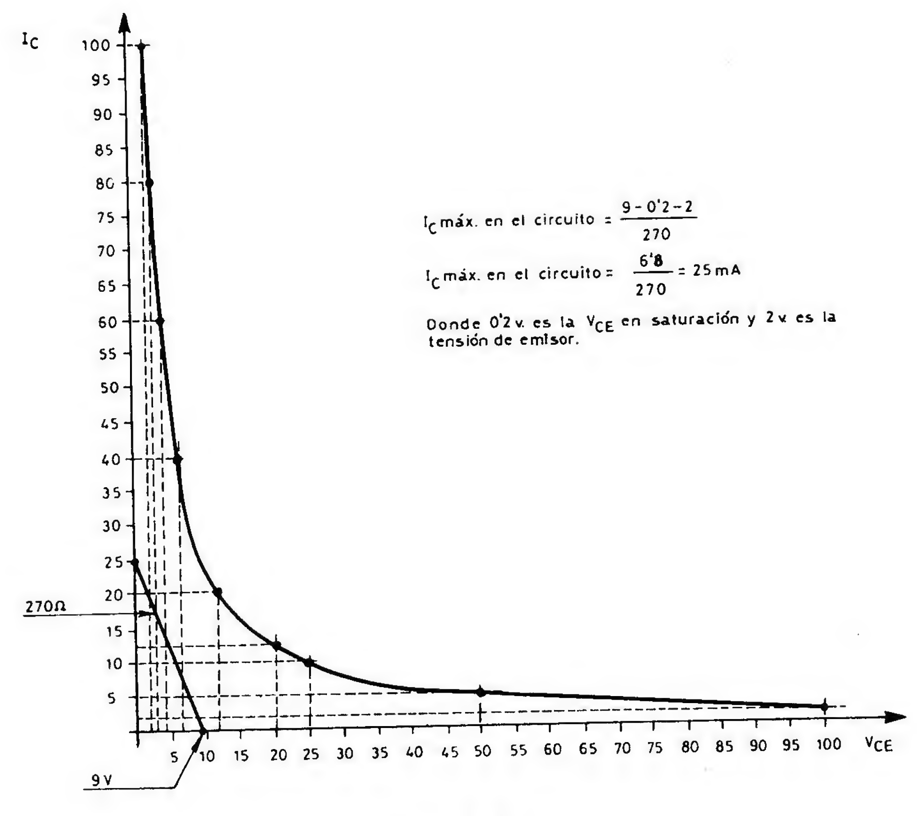


Fig. Ap-26

6.° EJERCICIO

VARIANTE SOBRE EL DISEÑO DE UNA ETAPA AMPLIFICADORA

Se desea calcular los valores de los componentes que constituyen la etapa amplificadora mostrada en la figura Ap-27. Se utiliza un transistor MC 140, en circuito de emisor común, estando polarizada su base por un divisor de tensión y poseyendo en su emisor una resistencia y un condensador para la estabilización térmica.

La alimentación del circuito es de 9 V y se quiere alcanzar una ganancia de tensión de valor 5.

DATOS DEL TRANSISTOR MC 140

Máxima intensidad de colector, $I_{C\,max} = 1$ A.
Potencia máxima (temp. ambiente = 25°C), $P_{tot} = 750$ mW.
Temperatura de la unión $T_j = 150$°C (máximo)..
Ganancia estática de corriente $h_{FE} = 40$.

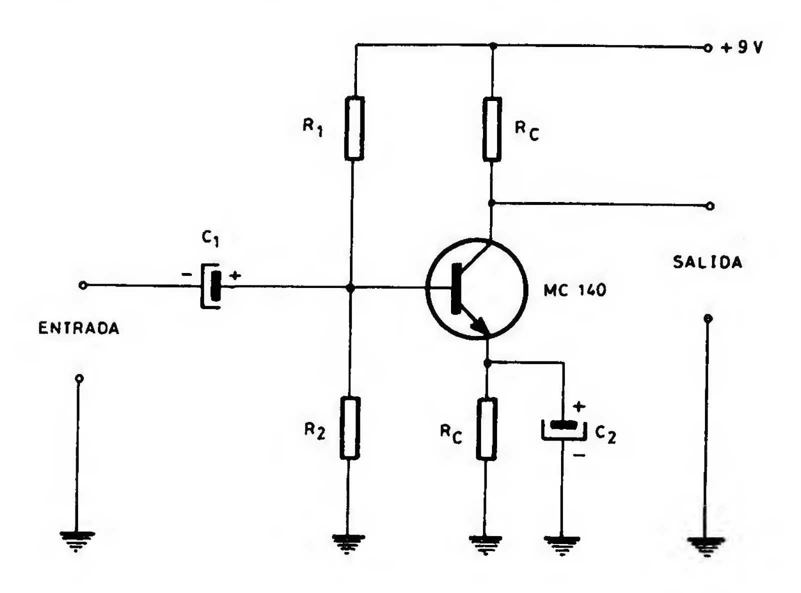


Fig. Ap-27

Se desea trabajar con una corriente de reposo en el colector del orden de 10 mA.

Escojamos una intensidad de colector de 10 mA.

a) *Cálculo de la estabilización térmica.*

Deberá cumplirse siempre que:

$$R_e > \frac{V_{BE}}{I_C}$$

Tomando $V_{BE} = 0{,}6$ V, puesto que se trata de silicio,

$$R_e > \frac{0{,}6}{0{,}01} = 60 \ \Omega$$

Escogeremos un valor de $R_e = 100 \ \Omega$.

Dado que será recorrido por una intensidad de 10 mA, la potencia será:

$$P_e = I_C^2 \cdot R_e = 0{,}01^2 \cdot 100 = 0{,}01 \ \text{W}$$

R_e queda definida en su valor definitivo como

$$R_e = 100 \ \Omega/0{,}5 \ \text{W}$$

b) *Cálculo de la resistencia de carga R_c.*

La fórmula general de la amplificación A_v de tensión, es:

$$A_v = \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) \, R_e}$$

Donde:

h_{fe}: ganancia dinámica de intensidad,
R_c: resistencia de carga,
R_e: resistencia de emisor,
h_{ie}: resistencia de entrada con salida en cortocircuito.

En general, $(1 + h_{fe}) \, R_e \gg h_{ie}$, así como $h_{fe} \gg 1$, por lo que la fórmula anterior se simplifica como:

$$A_v = -\frac{R_c}{R_e}$$

En nuestro caso se desea una amplificación $A_v = 5$, por lo que $R_c = 5 \cdot R_e = 5 \cdot 100 = 500 \ \Omega$.

La potencia disipada en R_c será:

$$P_c = I_C^2 \cdot R_c = 0{,}01^2 \cdot 500 = 0{,}05 \ \text{W}.$$

R_c queda definida como:

$$R_c = 500 \ \Omega/0{,}5 \ \text{W}.$$

c) *Cálculo de C_2.*

El condensador de desacoplo de emisor C_2, se calcula por la fórmula ya conocida $\left(X_c = \frac{R_e}{10}\right)$

$$C_2 = \frac{1{,}59}{f \cdot R_e}$$

donde f es la mínima de las frecuencias de la señal de entrada.

En el caso que nos ocupa, tomaremos $f = 1.000$ Hz, por lo que:

$$C_2 = \frac{1{,}59}{1.000 \cdot 100} = 0{,}0000159 \text{ F.}$$

$$C_2 = 15{,}9 \text{ mF.}$$

Se colocará un condensador de 25 mF/10 V.

d) *Cálculo del divisor de tensión de base.*

Aplicando las fórmulas conocidas:

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 10 \cdot R_e,$$

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 10 \cdot 100 = 1.000 \quad ①$$

Según el circuito de la figura, se cumplirá además:

$$V_{BM} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 9,$$

donde 9 = tensión de alimentación y V_{EM}, la tensión base-masa.

Pero

$$V_{BM} = V_{BE} + (R_e \cdot I_c)$$

$$V_{BM} = 0{,}6 + (100 \cdot 0{,}01) = 1{,}6 \text{ V.}$$

Entonces,

$$1{,}6 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 9 \quad ②$$

De las expresiones ① y ② se obtienen los valores R_1 y R_2.

De ②

$$1{,}6 \cdot R_1 + 1{,}6 \cdot R_2 = 9 \cdot R_2$$

$$1{,}6 \cdot R_1 = 7{,}4 \cdot R_2$$

$$R_1 = \frac{7{,}4}{1{,}6} \cdot R_2$$

$$R_1 = 4{,}6 \cdot R_2$$

De ①

$$\frac{4{,}6 \cdot R_2 \times R_2}{4{,}6 \cdot R_2 + R_2} = 1.000$$

$$\frac{4{,}6 \cdot R_2 \times R_2}{5{,}6 \cdot R_2} = 1.000$$

$$R_2 = \frac{1.00 \cdot 5{,}5}{4{,}5}$$

Así, pues:

$$R_2 = 1{,}210\ \Omega$$

$$R_1 = 5.560\ \Omega$$

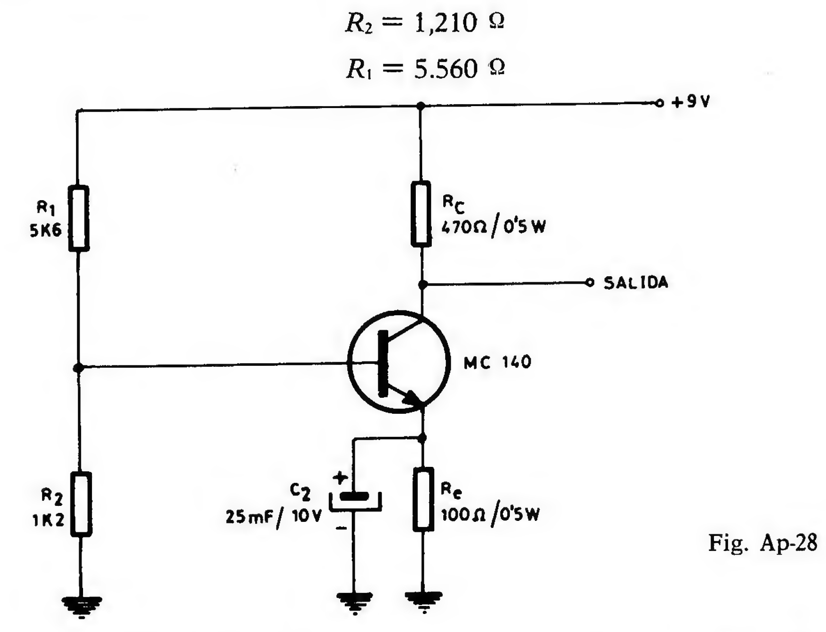


Fig. Ap-28

El circuito diseñado con los correspondientes valores de todos los componentes se muestra en la figura Ap-28.

Se han tomado como valores normalizados, para $R_1 = 5K6$ y para $R_2 = 1K2$.

e) *Cálculo de la potencia disipada.*

La potencia disipada en el transistor será:

$$P = V_{CE} \cdot I_C,$$

donde:

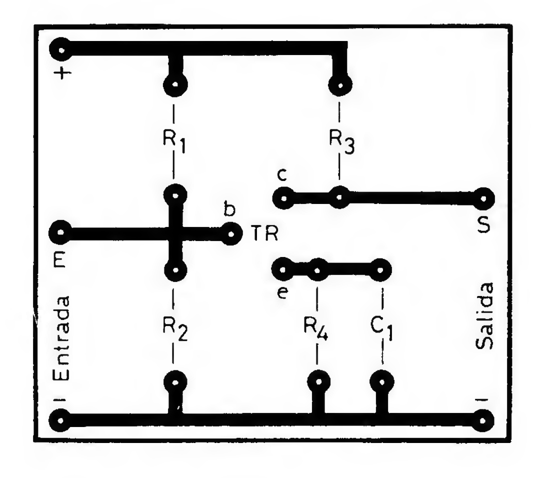
$$V_{CE} = 9 - I_C(R_C + R_e)$$

$$V_{CE} = 9 - 0{,}01\ (500 + 100) = 9 - 6 = 3\ \text{V}.$$

$$P = 3 \cdot 0{,}01 = 0{,}03\ \text{W} = 30\ \text{mW}.$$

Como la disipación de potencia máxima es 750 mW para éste transistor, no hay riesgo alguno.

En la figura Ap-29 se ofrece un diseño muy sencillo de la placa de circuito impreso preparada para implementar los componentes de este ejemplo.



R_1 = 5K6
R_2 = 1K2
R_3 = 470 Ω
R_4 = 100 Ω
C_1 = 25 mF / 10 v
TR = MC 140 ó 141
Alimentación = 9 v

Fig. Ap-29

Segunda Parte

Práctica y Tecnología

Experimentación y montaje con circuitos de semiconductores

LECCION 1

EL CIRCUITO IMPRESO

GENERALIDADES

Los montajes realizados hasta ahora, utilizando válvulas de vacío, requerían chasis metálicos que sirviesen de soporte y alojamiento a los diversos componentes y zócalos que los componían. El chasis metálico, por su dureza, además de encarecer el producto, exige un mecanizado y la abertura de los orificos convenientes, que precisan herramientas de taller de las que normalmente no se suele disponer. La utilización de semiconductores evita el chasis, por ser de tamaño muy reducido, similar al de las resistencias y condensadores, y no precisar zócalos que los soporten; por este motivo se ha diseñado para el montaje de los circuitos transistorizados una nueva base o soporte, denominada «circuito impreso», que además de reducir el tamaño y el costo simplifica su preparación y acabado.

El circuito impreso consiste en una placa de material plástico del tipo de baquelita, o de fibra de vidrio, de un espesor inferior a los 3 milímetros, una de cuyas caras se encuentra recubierta de una lámina de cobre de unas pocas micras. Para la construcción de un circuito determinado hay que eliminar parte de la lámina de cobre, dejando de ella sólo unas tiras de pocos milímetros de espesor, que servirán para conectar entre sí los terminales de los diferentes componentes, sustituyendo a los cables que se empleaban en los montajes con chasis metálicos.

La preparación del circuito impreso consiste en determinar las pistas necesarias, eliminar el cobre residual, taladrar las pistas y la baquelita para poder introducir los extremos de los componentes y soldarlos a dichas pistas y, finalmente, proteger la placa así fa-

bricada para que resista el paso del tiempo y los agentes ambientales.

En la figura P1-1 se muestra una placa de baquelita recubierta enteramente por cobre, que recibe el nombre de «cobrisol», una

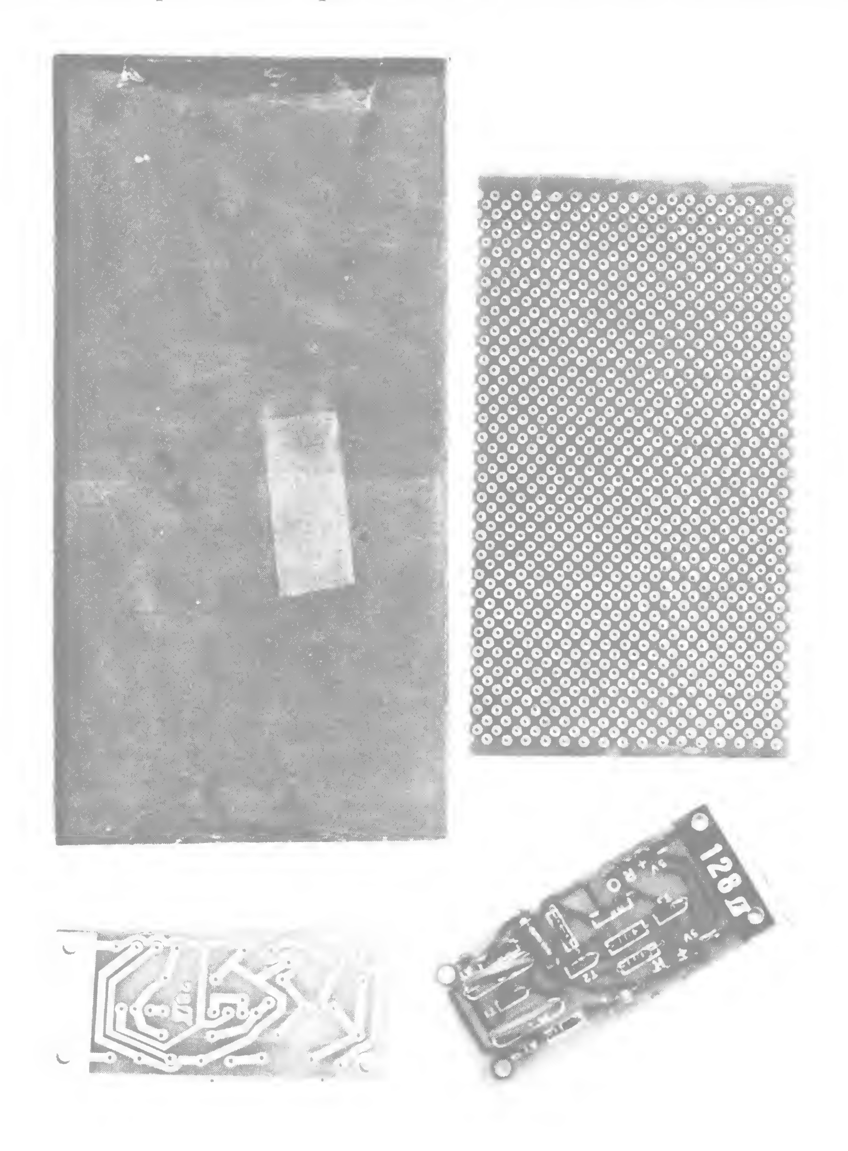


Fig. P1-1

bricada para que resista el paso del tiempo y los agentes ambientales.

En la figura P1-1 se muestra una placa de baquelita recubierta enteramente por cobre, que recibe el nombre de «cobrisol», una

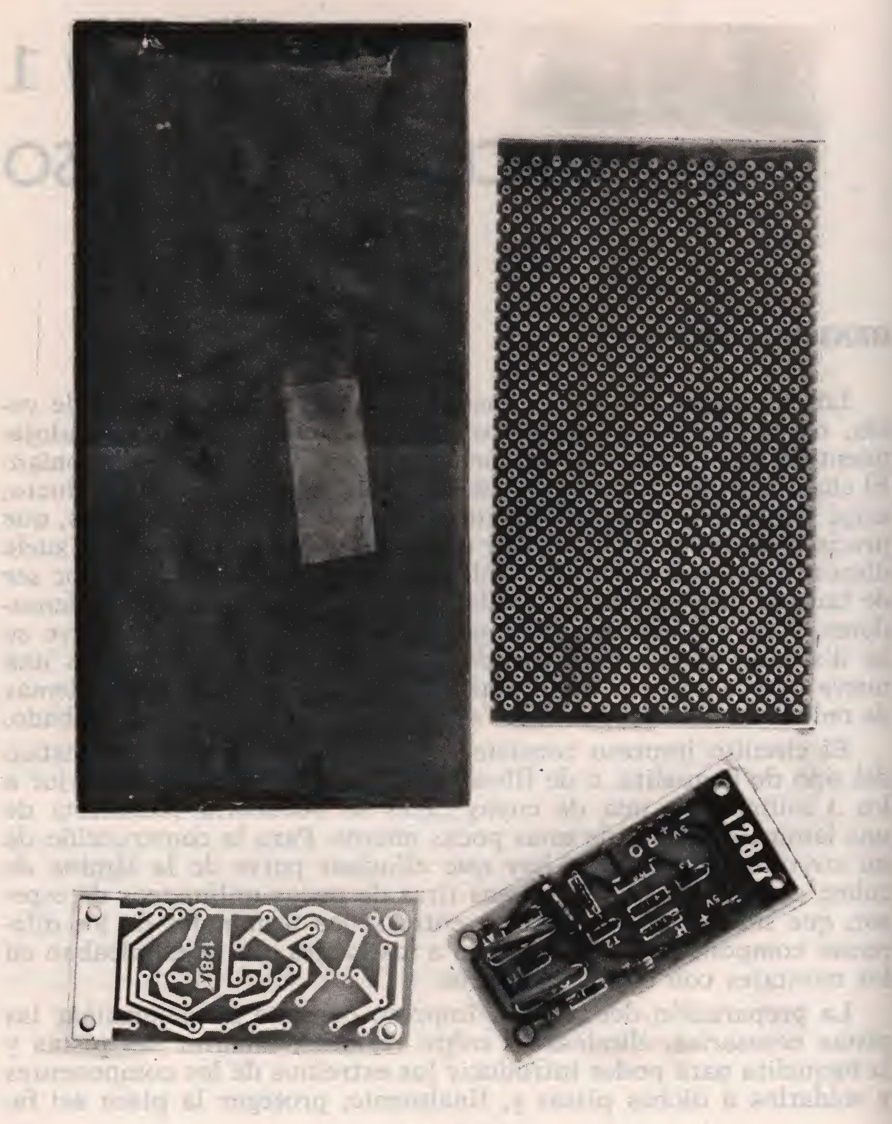


Fig. P1-1

placa patrón con pistas y taladros dispuestos simétricamente y que sirve para cualquier montaje, y también en la misma figura un circuito impreso ya preparado para un montaje determinado y el mismo con los componentes ya colocados.

La anchura de las pistas de cobre no debe ser mucha, ya que aproximadamente la corriente que puede circular por ellas si fuese de 1 milímetro sería de 1 A. Sin embargo, no es aconsejable que la anchura de las pistas sea menor que la mencionada, porque de otra forma serían muy costosas y difíciles las soldaduras.

FASES EN LA PREPARACION DEL CIRCUITO IMPRESO

1.ª FASE: Determinar el esquema del circuito a montar lo más claro y amplio posible, a escala natural, para lo que interesa disponer de los componentes para conocer sus dimensiones. La figura P1-2 presenta el esquema de una fuente de alimentación con puente de Graetz, que se tomará como ejemplo.

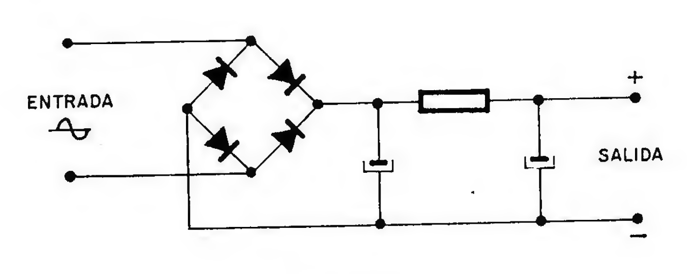


Fig. P1-2

2.ª FASE: Sobre el esquema anterior se dibujan las pistas de cobre e islotes que servirán para soldar los terminales de los componentes y conectarlos entre sí (figura P1-3).

3.ª FASE: Se corta la superficie de cobrisol necesaria, trabajo sencillo, pues basta con rayar sucesivamente con una punta afilada, como la de un destornillador, el contorno de la misma y se coloca papel de calco entre la zona de cobre y el plano con las pistas que se deseen hacer. Ha de tenerse en cuenta que no han de superponerse en el papel de calco las pistas, tal como se pre-

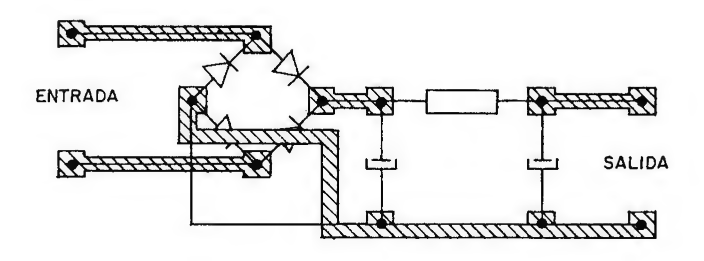


Fig. P1-3

sentan en la figura P1-3, pues comoquiera que los componentes estarán situados en el montaje final en la otra cara, las pistas habrá que invertirlas simétricamente, pasando las que hay a la derecha a la izquierda, y viceversa. Por eso, el dibujo que con el papel de calco se transcribirá en el cobre será el de la figura P1-4.

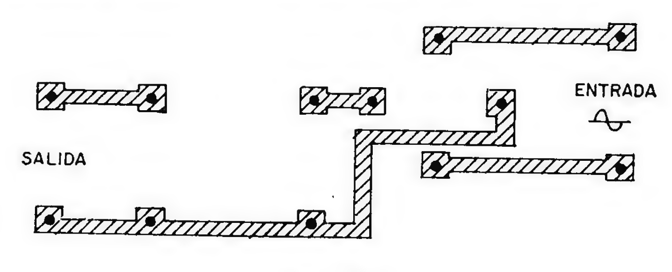


Fig. P1-4

Se pasa un lápiz por las pistas dibujadas, al objeto de que queden marcadas por el papel de calco en el cobre.

4.ª FASE: Dibujadas en el cobre las pistas que han de perdurar, se trata de protegerlas para que en la fase posterior, en la que un ácido atacará y disolverá el cobre, permanezcan inalterables. Esta protección se puede conseguir repasando por dichas pistas un rotulador especial dispuesto para este fin, o aplicando en ellas calcomanías con signos y trazos variados, o bien recubriéndolas con laca o con una tinta espesa, fabricada añadiendo gasolina a la materia negra que contienen las pilas viejas para protegerlas contra la humedad («Chatterton»).

5.ª FASE: Se prepara un compuesto que ataque y disuelva las partes de cobre sin proteger. Para este fin se puede utilizar ácido

nítrico mezclado a partes iguales con agua, o bien iguales porciones volumétricas de cloruro férrico y agua. La reacción se acelera si se calientan un poco estas mezclas. No tocar con las manos.

La reacción ya preparada, y a poder ser templada, se deposita en un recipiente de plástico o loza en el que se sumerge la placa de cobrisol totalmente, de forma que las pistas protegidas queden hacia arriba. Se espera el tiempo necesario para que desaparezca totalmente el cobre que ha quedado sin proteger, pudiéndose reducir dicho tiempo agitando la mezcla.

6.ª FASE: Se lava la placa, eliminando la materia protectora de las pistas y los restos de ácido. Se puede utilizar para ello cualquier detergente casero.

7.ª FASE: Se taladran los terminales de las pistas en los que hay que introducir los extremos de los componentes y se aplica un barniz protector sobre las pistas, que evita su oxidación y posteriormente la realización de buenas soldaduras. En caso de producirse la oxidación se recomienda eliminarla pasando por encima una goma de borrar.

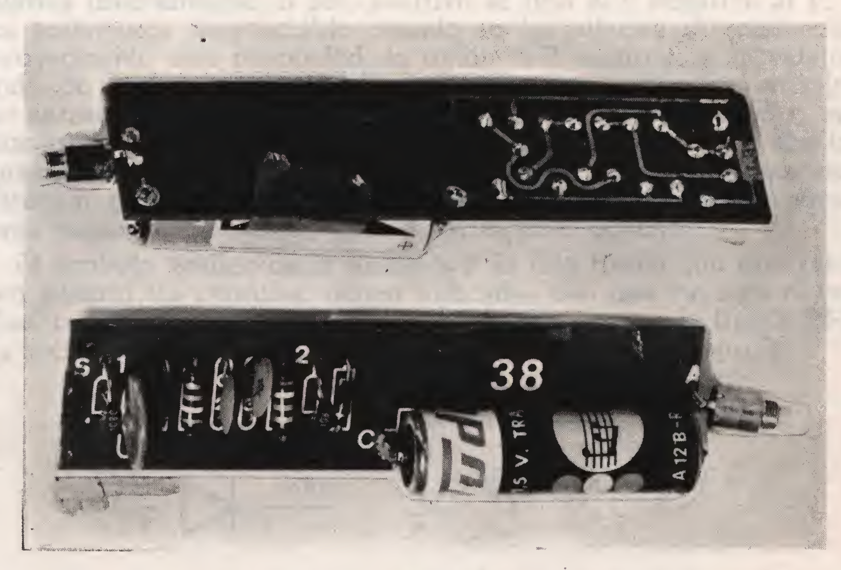


Fig. P1-5

nítrico mezclado a partes iguales con agua, o bien iguales porciones volumétricas de cloruro férrico y agua. La reacción se acelera si se calientan un poco estas mezclas. No tocar con las manos.

La reacción ya preparada, y a poder ser templada, se deposita en un recipiente de plástico o loza en el que se sumerge la placa de cobrisol totalmente, de forma que las pistas protegidas queden hacia arriba. Se espera el tiempo necesario para que desaparezca totalmente el cobre que ha quedado sin proteger, pudiéndose reducir dicho tiempo agitando la mezcla.

6.ª FASE: Se lava la placa, eliminando la materia protectora de las pistas y los restos de ácido. Se puede utilizar para ello cualquier detergente casero.

7.ª FASE: Se taladran los terminales de las pistas en los que hay que introducir los extremos de los componentes y se aplica un barniz protector sobre las pistas, que evita su oxidación y posteriormente la realización de buenas soldaduras. En caso de producirse la oxidación se recomienda eliminarla pasando por encima una goma de borrar.

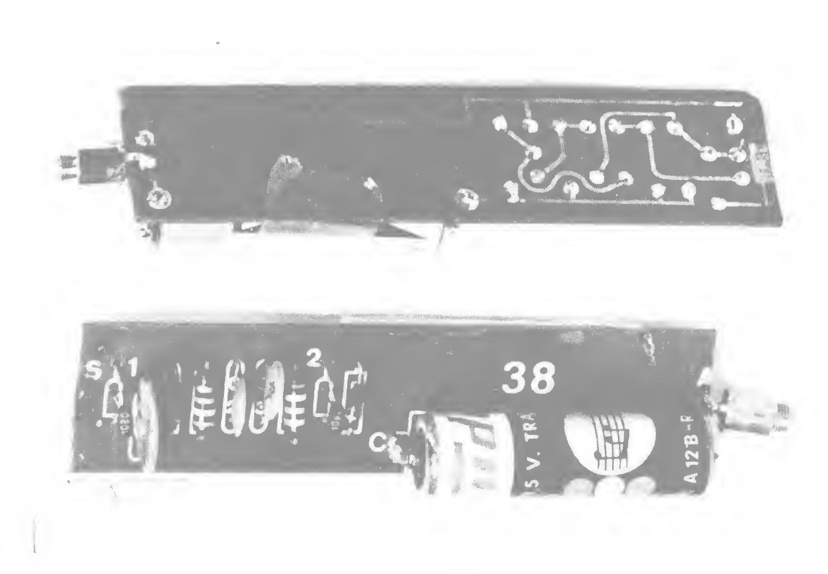


Fig. P1-5

En la figura P1-5 se presenta un circuito impreso ya montado, por ambas caras: en una se aprecian los componentes y en la otra se muestran las pistas donde se efectúan las soldaduras.

La soldadura en circuitos impresos y con empleo de semiconductores se recomienda realizarla con soldador de baja potencia, de 20 a 30 W y punta muy fina.

LECCION **2**

PRUEBAS DE UN DIODO SEMICONDUCTOR

OBJETIVOS DE LA PRACTICA

La unión de un semiconductor extrínseco de tipo N con otro de tipo P se caracteriza por poseer una alta resistencia cuando se la polariza inversamente, o sea, positivo al tipo N y negativo al P, y una resistencia despreciable cuando se la polariza directamente. Aprovechando esta propiedad, la unión N-P sustituye a la válvula diodo de vacío, aportando el nuevo elemento todas las ventajas que entraña el semiconductor (menor peso, volumen y precio; sin filamentos, sin zócalo, duración ilimitada, etc.), así como sus inconvenientes (muy sensibles a las variaciones de temperatura, rectificación no perfecta al dejar pasar la débil corriente de portadores minoritarios cuando se la polariza inversamente).

El símbolo gráfico de la unión N-P es una flecha con una raya, y en general las cápsulas vienen indicadas con una raya en el terminal correspondiente al cátodo, como se muestra en la figura P2-1, y a veces también con el símbolo del diodo sobre la cápsula.

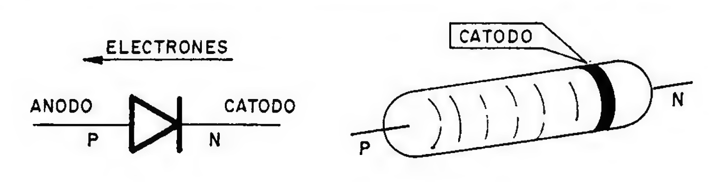


Fig. P2-1

Se trata en esta práctica de explicar el procedimiento más simple para comprobar el estado interno del diodo, así como su funcionamiento correcto.

POSIBLES AVERIAS EN LOS DIODOS SEMICONDUCTORES

En la actualidad la perfección en la fabricación de semiconductores proporciona una alta fiabilidad en el uso de las uniones N-P en la rectificación de c.a., por lo que el fallo en las mismas se produce en la mayoría de los casos debido a un trabajo incorrecto, que puede provenir de la aplicación de sobretensiones, sobreintensidades, exceso de temperatura, fuertes golpes o hechos similares.

En general, la avería de un diodo se reduce a un comportamiento diferente al de su función a realizar, es decir, no presentar mucha resistencia con polarización inversa y poca con la directa, con lo cual se pueden dar dos casos:

1.º) Que la unión N-P presente una resistencia muy elevada en ambas polarizaciones, caso en el que se dice que está «abierto», y significa una ruptura de la estructura cristalina que produce el aislamiento entre el ánodo y el cátodo.

2.º) Que conduzca la unión N-P en los dos sentidos, habiendo perdido el efecto rectificador. En esta situación se dice que el diodo está «en corto».

EXPOSICION DE LA PRACTICA

Para conocer el estado en que se encuentra cualquier diodo, basta disponer de un polímetro universal capaz de medir resistencias con cierta exactitud.

Hay que tener en cuenta que el polímetro para realizar mediciones de resistencias requiere la colaboración de una pila interna. También es curioso apreciar en la mayoría de los polímetros que la punta de prueba negra es por la que sale al exterior el borne positivo de dicha pila interna, mientras que por la roja llega el negativo. Este conexionado contrasta con el hecho de que al medir tensiones lo normal es que la punta roja se aplique al positivo de la tensión externa y la negra al negativo.

Teniendo en cuenta este detalle en el aparato de medida, para emitir un juicio sobre el estado interno de un diodo sólo hay que medir la resistencia entre sus dos electrodos: primero, aplicando las puntas del polímetro en una posición y luego, invirtiéndolas

entre sí. Quiere esto decir que si se comienza tocando el extremo derecho del diodo con la punta roja y el izquierdo con la negra, una vez comprobado y anotado el valor de la resistencia se intercambian entre sí dichas puntas y se efectúa una nueva medición.

Según se aprecia en la figura P2-2, en primer lugar se aplica la punta roja a la zona N, por ejemplo (recuérdese que por la punta roja sale el borne negativo de la pila interna del «tester»), y la negra a la P, debiendo medir el aparato una resistencia de unos cuantos cientos de ohmios, ya que se ha polarizado la unión directamente. Después se cambian las puntas entre sí y la resistencia que deberá proporcionar el semiconductor, si está en buen estado, será del orden de varios cientos de kilohmios.

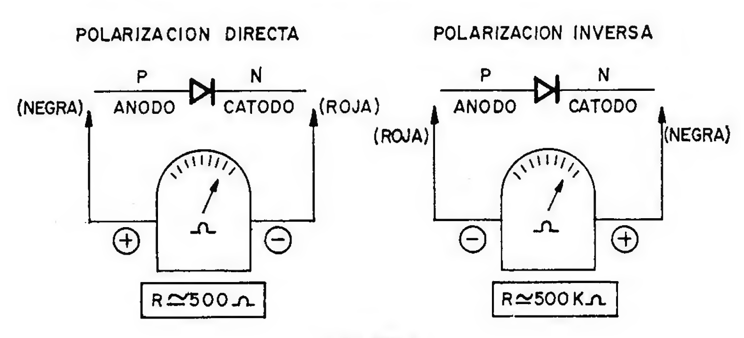


Fig. P2-2

En el caso de que en las dos mediciones se tenga una baja resistencia el diodo está en corto, mientras que si la resistencia es elevada, también en ambos casos, el diodo se encuentra abierto.

Para la realización de esta práctica se puede utilizar cualquier tipo de diodo.

RECONOCIMIENTO DEL CATODO Y EL ANODO EN UNA UNION N-P

Para distinguir el cátodo o zona N y el ánodo o zona P, en la hipótesis de que el diodo no esté averiado, se aplican las puntas del polímetro de forma que proporcionen la resistencia directa de bajo valor: el terminal del diodo que en estas circunstancias corresponde a la punta roja de pruebas (negativa) será la zona N, es decir, el cátodo; el otro será el ánodo, tal como se puede deducir de la interpretación del dibujo izquierdo de la figura P2-2.

LECCION 3

CURVA CARACTERISTICA DE UN DIODO SEMICONDUCTOR

OBJETIVO DE LA PRACTICA

Se trata de dibujar en un gráfico de coordenadas cartesianas los valores que adquiere la corriente que atraviesa un diodo con las diferentes tensiones que se le aplican entre sus extremos. Se obtendrá en una parte del gráfico la curva característica directa y en otra la inversa, según la polaridad que se le aplique. El método más sencillo para dibujar estas curvas es el denominado «punto a punto», en el que se van anotando sucesivamente los valores de las intensidades correspondientes a las respectivas tensiones aplicadas.

MATERIALES NECESARIOS PARA REALIZAR LA PRACTICA

1.º) Un diodo de germanio de baja potencia. como puede serlo el AA 115, AA 119, OA 85, OA 91, etc. Todos ellos son muy baratos.
2.º) Un potenciómetro lineal de 10 KΩ.
3.º) Una resistencia de 100 KΩ 1/2 W.
4.º) Una fuente de alimentación o una pila de unos 9 V.
5.º) Dos polímetros de 20.000 Ω/V cuando menos.

ESQUEMA DEL MONTAJE

Aunque el circuito necesario para llevar a cabo esta práctica es muy sencillo, e incluso se puede montar al aire sin ningún soporte, siempre que se usen semiconductores se deben utilizar circuitos impresos, caso en el cual se puede fabricar uno a propósito del fin que se persigue o utilizar uno general con pistas y orificios que se distribuyen de acuerdo con las necesidades. Para ejemplos tan simples como el presente basta utilizar una pequeña placa de baquelita perforada con múltiples orificios en los que se colocan unos cuantos tornillos que sujetan terminales de masa sobre los que se sueldan los componentes.

En la figura P3-1 se muestra el esquema del montaje para obtener la curva característica directa.

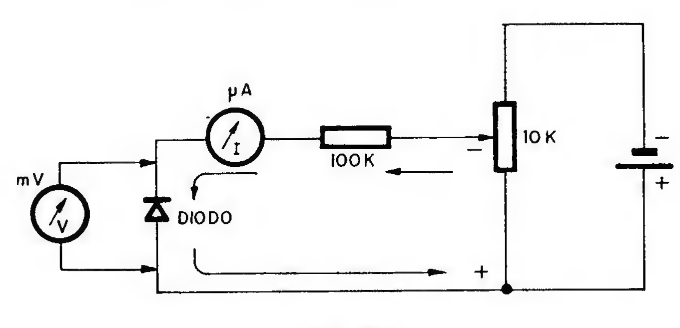


Fig. P3-1

Al mover la posición del cursor del potenciómetro se varía la tensión aplicada al conjunto diodo-resistencia de 100 KΩ, con lo que se obtendrá en cada posición un valor de la corriente. Las dos magnitudes que se miden se sacarán en dos polímetros con escala de μA y mV. Por otro lado, la resistencia de 100 KΩ sirve para limitar el valor máximo de la corriente que atraviesa el diodo, que en el caso de estar polarizado directamente, puesto que el diodo apenas opone resistencia, será ella la única que se considere prácticamente en el circuito, siendo su valor:

$$I_{\text{max. directa}} = \frac{V}{R} = \frac{9}{100.000 + 500.000} = 0{,}000015 \text{ A.}$$

Obtenidos 5 ó 6 puntos en los que se relacionan la corriente y el voltaje con el diodo polarizado directamente, a continuación se repiten las mismas operaciones invirtiendo los polos de la alimen-

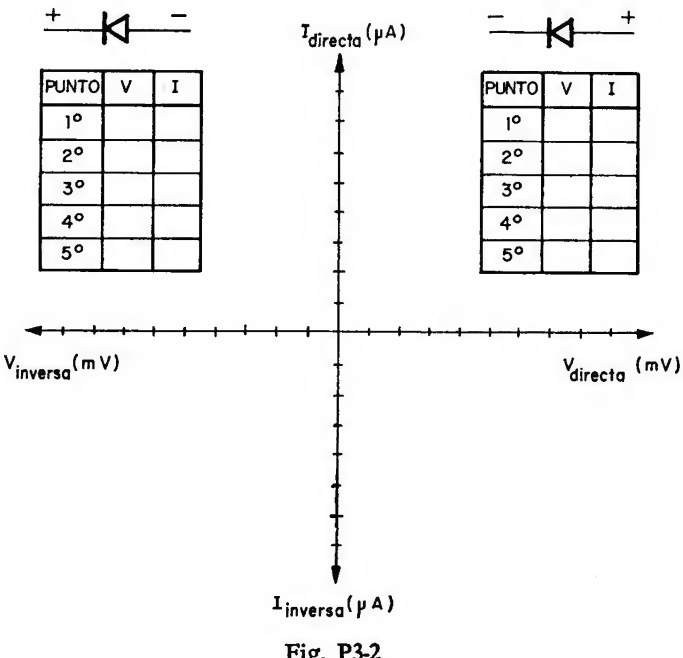


Fig. P3-2

tación, para trazar la parte inversa de la curva. Los valores que se hallen con polarización directa y con inversa se trasladan posteriormente a un gráfico, como el de la figura P3-2, para que unidos todos ellos formen la curva característica.

LECCION 4

FUNCIONAMIENTO DEL DIODO DE ZENER

OBJETIVO DE LA PRACTICA

Se trata de estudiar la curva característica de un diodo de Zener en la primera parte de la práctica, para realizar después una aplicación a una fuente de alimentación.

Cuando un diodo de Zener se polariza directamente se comporta igual que un diodo semiconductor normal. La diferencia estriba en que al polarizarlo inversamente presenta una gran resistencia al paso de la corriente, hasta que se sobrepasa cierto valor de tensión, denominada de Zener. Entonces todo lo que supere dicho valor se aplica a la resistencia de que disponga el Zener en serie con él, mientras que entre extremos del diodo queda exactamente la tensión de Zener.

La segunda parte de la práctica consiste en el montaje de una fuente de alimentación con un puente de Graetz, al que además del filtro de salida se le ha añadido un diodo de Zener con una resistencia de absorción. Con ello se tiene en su salida el valor de la tensión de ruptura o de Zener, y este valor no se altera aunque se produzcan oscilaciones en la tensión de entrada de red o en el consumo de la carga conectada.

PRIMERA PARTE: FUNCIONAMIENTO DEL DIODO DE ZENER

Materiales necesarios:

1.°) Un diodo de Zener cuya tensión de Zener sea aproximadamente de 6 V. Por ejemplo, el BZY96-C6V2, de 6,2 V de tensión de Zener.
2.°) Un potenciómetro lineal de 10 KΩ.
3.°) Dos resistencias de 6,8 KΩ, 0,5 W.
4.°) Alimentación o pila de 9 V.

El esquema de montaje se muestra en la figura P4-1 y en ella se debe observar que para apreciar el efecto del Zener el diodo está polarizado inversamente con una tensión variable, según la posición del cursor del potenciómetro de 10 KΩ. La resistencia de 6,8 KΩ en serie con el Zener se utiliza para absorber el sobrante de la tensión que supera la de Zener, quedando entre extremos del semiconductor exactamente 6,2 V, lo que puede comprobarse con el polímetro. En resumen: siempre que la posición del cursor del potenciómetro sea tal que proporcione más de 6,2 V, entre los bornes del diodo quedan 6,2 V y el resto en la resistencia que va en serie con él.

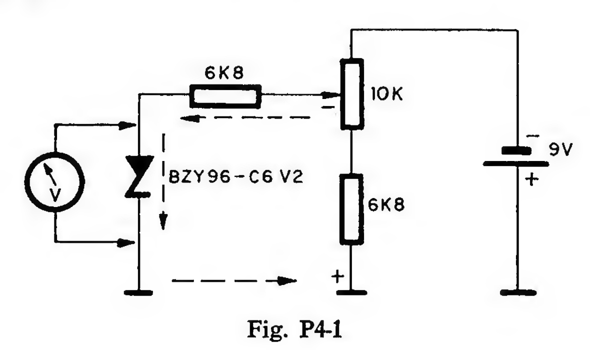


Fig. P4-1

SEGUNDA PARTE: FUENTE DE ALIMENTACION ESTABILIZADA

La presencia de una tensión constante entre extremos del diodo de Zener cuando se polariza con una tensión inversa superior a la de Zener se aprovecha para estabilizar la tensión producida por una fuente de alimentación.

Materiales necesarios:

1.º) Un diodo de Zener BZY96-C6V2.
2.º) Una resistencia de 6,8 KΩ, 0,5 W.
3.º) Un transformador 125-220/9 V.
4.º) Cuatro diodos de silicio.
5.º) Un condensador electrolítico de 100 μF, 24 V.

En la figura P4-2 se presenta la fuente de alimentación conectable a la red de 125 ó 220 V, puesto que el primario del transformador dispone de una toma para cada valor. El secundario proporciona una tensión alterna de unos 9 V, que es rectificada en doble onda por los 4 diodos que constituyen el puente de Graetz y filtrados por el condensador electrolítico. La tensión continua obtenida entre las armaduras del condensador de 100 μF, y que será superior a los 9 V, se aplica a una resistencia de 6,8 KΩ en serie con un Zener de 6,2 V de tensión de disparo, tensión que queda entre extremos del semiconductor por estar polarizado inversamente, mientras que el resto se aplica a la resistencia de absorción de 6,8 KΩ. La salida de esta fuente proporciona 6,2 V estabilizados ante fluctuaciones de la tensión de red o del consumo de la carga.

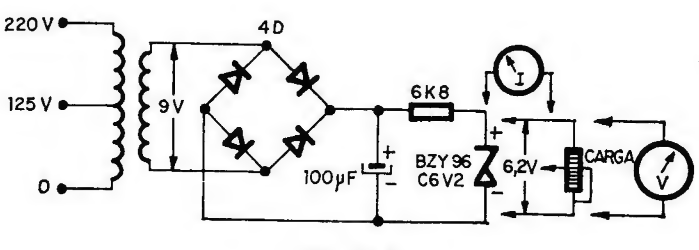


Fig. P4-2

Para probar la fuente de alimentación, así como su grado de estabilización, se puede colocar como carga un potenciómetro y variando su valor, y por tanto la intensidad que absorbe, medir la tensión entre sus extremos y ver las oscilaciones que se producen sobre los 6,2 V.

LECCION 5

COMPROBACION, IDENTIFICACION DE TERMINALES Y DETERMINACION DEL TIPO DE UN TRANSISTOR

GENERALIDADES

Para conocer el estado de un transistor existe un aparato, denominado «transistómetro», con el que con cierta precisión se identifican los terminales y se conoce la ganancia del transistor probado.

Si no se dispone de dicho aparato, se pueden establecer algunas características del transistor usando un polímetro de al menos 20.000 Ω/V, aunque este procedimiento no es siempre exacto. Para este método se supone el transistor formando los diodos en oposición, conectados por sus cátodos en el caso de ser PNP, o por sus ánodos en el caso del NPN, como se muestra en la figura P5-1.

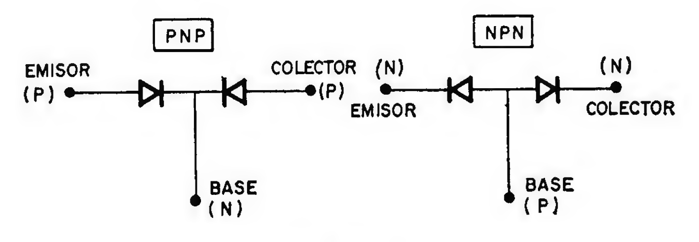


Fig. P5-1

COMPROBACION DEL ESTADO DE UN TRANSISTOR

Si se dispone de un transistor y su nomenclatura, se puede averiguar a qué electrodo corresponde cada uno de sus terminales, consultando un manual de datos de semiconductores (figura P5-2), y para comprobar de una manera elemental su correcto estado interno, con ayuda de un polímetro se determina el comportamiento de las dos uniones N-P que forma la base con cada uno de los otros dos electrodos.

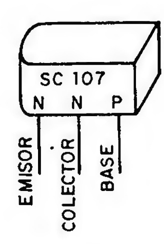


Fig. P5-2

Colocando una cualquiera de las puntas de prueba del polímetro, situado éste en una escala elevada para medir ohmios, en la base del transistor y con la otra en otro electrodo, por ejemplo el emisor, se realiza la comprobación del estado de su unión N-P, debiendo dar una reducida resistencia, del orden de algunos cientos de ohmios. Luego, al cambiar las puntas de prueba entre sí, una elevada resistencia, del orden de varios cientos de miles de ohmios. Otro tanto deberá ocurrir al comprobar la unión que forma la base con el colector.

Si el estado de las dos uniones que constituyen el transistor es bueno, eso no basta para afirmar que está en buen estado. Una prueba completa exigirá la determinación de la ganancia de corriente, factor que puede hallarse con el transistómetro elemental que se desarrolla en una práctica posterior.

IDENTIFICACION DE LOS TERMINALES DEL TRANSISTOR

Si no se dispone de manual de transistores, o el que se desea buscar no está allí, o en el caso de tener borrada su nomenclatura, si se quiere averiguar a qué electrodo corresponde cada uno de sus terminales, se procede de la siguiente forma:

1.°) Se numeran las tres patitas del transistor (figura P5-3).

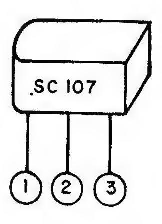


Fig. P5-3

2.°) Se realiza la prueba del diodo, con el polímetro en ohmios, entre cada patita y las otras dos. La patita que dé resistencia directa e inversa al cambiar las puntas del tester entre sí con las otras dos será la base, puesto que forma electrodo común con las otras dos.

Ejemplo:

1 + CON 2 — = 300 KΩ
1 — CON 2 + = 6 KΩ

Forman diodo {
1 + CON 3 — = 300 KΩ
1 — CON 3 + = 300 Ω

Forman diodo {
2 + CON 3 — = 300 KΩ
2 — CON 3 + = 300 Ω

La patita que forma diodo con las otras dos es la 3 y será por tanto la que corresponde a la base.

3.°) Conocido el terminal que corresponde a la base, ahora se trata de dilucidar entre los dos restantes cuál pertenece al colector y cuál al emisor. Para ello se debe conocer el tipo de transistor, es decir, si es PNP o NPN, cuestión que se explica a continuación, en el siguiente apartado.

a) *CASO DE NPN:* Con el polímetro en ohmios se mide la resistencia directa e inversa entre los dos terminales a probar, que en el ejemplo anterior serán las patitas 1 y 2, habiéndose hallado que entre ellas daban 6 KΩ y 300 KΩ. Pues bien,

colocando las puntas del polímetro de forma que den la resistencia menor (6 KΩ) la punta negativa, que en general es la roja, queda tocando a la pata correspondiente al emisor, siendo la otra patita el colector.

b) *CASO DE PNP:* Se procede de la misma forma que antes, sólo que en este caso la patita a la que toca la punta negativa (roja) corresponde al colector.

Para determinar con exactitud los dos terminales correspondientes al colector y emisor se hace trabajar el transistor en un circuito muy simple y se prueban los terminales en cuestión de las dos formas posibles. Aquella por la que circule más corriente por el supuesto colector será la correcta con exactitud. El circuito a montar para este fin es el de la figura P5-4.

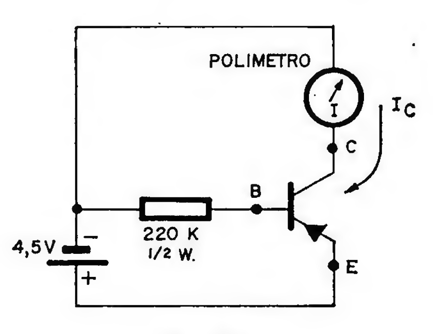


Fig. P5-4

La I_C que mide el polímetro es mayor cuando se colocan acertadamente las patitas a las que corresponden el colector y el emisor.

DETERMINACION DEL TIPO DE TRANSISTOR

Se trata de identificar el tipo de transistor, NPN o PNP, para lo cual se parte de conocer cuál es el terminal correspondiente a la base, según se ha eplicado.

Se coloca la punta roja del polímetro, que corresponde generalmente al polo negativo de la pila interna, en la patita de la base del transistor y la punta de prueba negra en cualquiera de las otras dos, colector o emisor indistintamente. El polímetro en una escala elevada para medir resistencias. Se pueden dar dos casos:

A) Que el polímetro marque resistencia directa, en cuyo caso la punta roja, negativa, está aplicada al tipo N, que es la base, de lo que se deduce que se trata de un transistor PNP.

B) Que marque el instrumento resistencia inversa muy alta, en cuyo caso la punta roja aplicada a la base indica que ésta es de tipo P y el transistor resulta un NPN.

LECCION 6

AMPLIFICACION DE CORRIENTE Y TENSION EN LOS CIRCUITOS DE EMISOR COMUN Y BASE COMUN

GENERALIDADES

Entre las características más importantes que se han desarrollado en la parte teórica respecto a los montajes de emisor común y base común de un transistor destacan las que corresponden a la *amplificación de tensión* y la *amplificación de corriente,* que dan la relación entre los incrementos de la tensión o la intensidad de salida y los correspondientes a los de entrada. Recuérdese, en cuanto a la amplificación de corriente, que, mientras el montaje de emisor común alcanza de 100 a 1.000, en el de base común es inferior a la unidad y, en cuanto a la amplificación de tensión, es del orden de 100 a 1.000 en el primero y de 500 a 5.000 en el segundo.

Se realizarán estas prácticas con un transistor de germanio PNP, que puede ser el OC-71 o alguno de características similares, tales como el OC-70, AC-125, AC-126, SFT-353, etc.

Se destacan en el OC-71 los siguientes valores máximos:

$V_{CE} = 30$ V; $I_C = 50$ mA; $P_o = 100$ mW, teniendo como valores típicos $V_C = 2$ V; $I_C = 3$ mA e $I_{CEO} = 150\ \mu$A, siendo β (coeficiente de amplificación de la corriente en el montaje de emisor común) igual a 47 y en el de base común $\alpha = \dfrac{\beta}{1 + \beta} = \dfrac{47}{1 + 47} = 0{,}979.$

Es muy fácil distinguir los electrodos del OC-71, ya que el colector viene marcado por un punto rojo en la cápsula; la base queda en el centro de los tres electrodos y el restante es el emisor, como se aprecia en la figura P6-1.

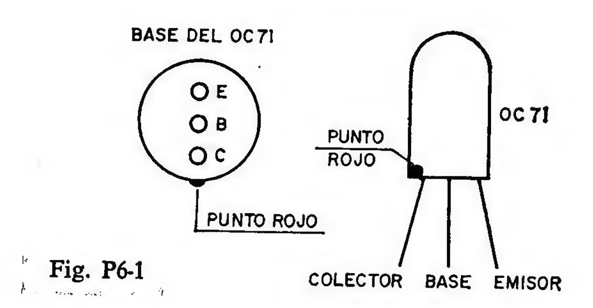


Fig. P6-1

CIRCUITO DE EMISOR COMUN

Materiales necesarios:

a) Transistor OC-71 o similar.
b) Potenciómetro lineal de 1 KΩ.
c) Resistencia de 37 KΩ, 1/2 W.
d) Resistencia de 470 Ω, 1/2 W.
e) Fuente de alimentación o pila de 4,5 V.

En la figura P6-2 se presenta el esquema del circuito con el que se pretende determinar en principio la ganancia de tensión con emisor común.

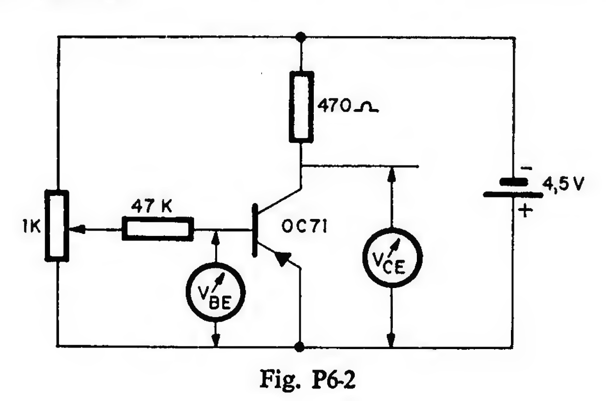


Fig. P6-2

Con el montaje de la figura P6-2 se trata de establecer dos puntos en el funcionamiento del transistor, buscando dos posiciones del cursor del potenciómetro de 1 KΩ que sirvan para relacionar dos valores de V_{BE} con otros dos de V_{CE}. La amplificación de tensión se hallará dividiendo el incremento de la salida V_{CE} por el de la de entrada V_{BE}, teniendo en cuenta que ambos serán de signo contrario, dado el desfase entre entrada y salida.

$$\text{Amplificación de tensión} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}}$$

Para calcular la amplificación de corriente se procederá de igual forma que en el caso anterior, sólo que al colocar en serie el polímetro, tanto en el circuito de entrada como en el de salida, se alterarán las resistencias de ambos circuitos, introduciendo una incorrección que se considera poco importante en esta práctica, dado su carácter eminentemente didáctico.

El montaje necesario para hallar aproximadamente la amplificación de corriente se presenta en la figura P6-3.

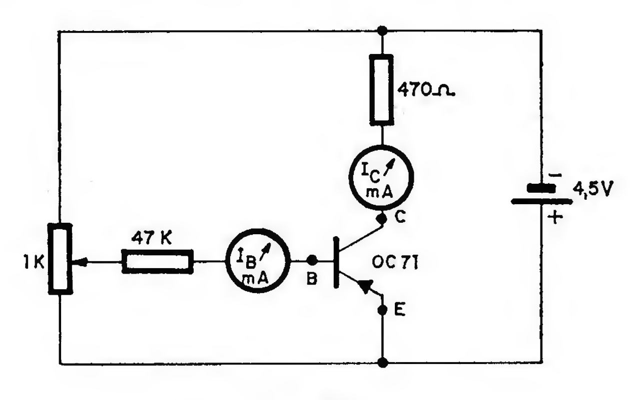


Fig. P6-3

Localizando dos posiciones del potenciómetro de 1 KΩ se hallarán dos puntos de trabajo del transistor con sus correspondientes I_B e I_C, que aplicando la fórmula correspondiente nos dan el factor de amplificación.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Tal como se indicó, las variaciones de la tensión de salida V_{CE}, del orden de los voltios, respecto a las de entrada, del orden de los milivoltios, deberán dar una relación de varios cientos de veces, al igual que la amplificación de intensidad, según el tipo de transistor utilizado, y que en el caso del OC-71 era de 47 veces.

CIRCUITO DE BASE COMUN

Materiales necesarios:

a) Transistor OC-71.
b) Potenciómetro lineal de 1 KΩ.
c) Resistencia de 120 Ω, 1/2 W.
d) Resistencia de 330 Ω, 1/2 W.
e) Dos alimentaciones o pilas de 4,5 V.

Para el caso de base común el circuito de entrada está formado por el emisor y la base y el de salida por el colector y la base, debiendo colocar dos polímetros en la escala de voltios apropiada o en la de intensidad, según se especifica en la figura P6-4.

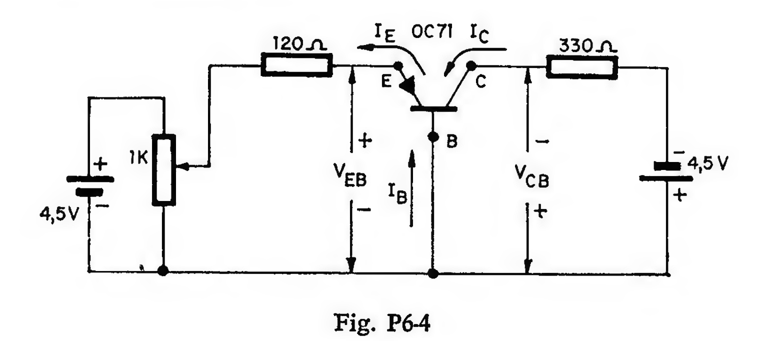


Fig. P6-4

El comportamiento del transistor en circuito de base común es parecido al de emisor común, así como su valor, obteniéndose éste al dividir el incremento de la tensión de salida V_{CB} para dos posiciones del potenciómetro de 1 KΩ entre el correspondiente a las dos tensiones respectivas de entrada V_{BE}:

$$\text{Amplificación de tensión} = \frac{\Delta V_{BC}}{\Delta V_{BE}}$$

No existe, sin embargo, amplificación de corriente, ya que la de salida I_C es inferior en todos los casos a la de entrada I_E; por lo tanto, $\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$ es menor que la unidad.

Al usar uno o varios polímetros para realizar las medidas de tensiones y corrientes se introduce la resistencia del aparato en serie o en paralelo con el circuito, lo que da lugar a cierta imprecisión en los resultados.

EFECTO DE LA TEMPERATURA

Los dos montajes propuestos no poseen estabilización ante las variaciones de temperatura, por lo que calentando el cuerpo del semiconductor si la temperatura ambiente es baja (inferior a 20°), o acercando a 2 ó 3 cm de distancia una cerilla o un mechero, o la punta de un soldador caliente, se observa al cabo de 10 ó 20 segundos una subida cada vez más rápida de la intensidad de salida de colector, que hay que detener inmediatamente, eliminando el foco calorífico, para evitar que el incremento de corriente pueda destruir las uniones internas del transistor.

LECCION **7**

AMPLIFICADORES CON ESTABILIZACION TERMICA

INTRODUCCION

Los circuitos de la práctica precedente no estaban estabilizados ante las variaciones de temperatura; por eso, en la última experiencia al elevar la temperatura acercándoles un cuerpo caliente (cerilla, mechero, cigarro, punta del soldador, etc.) se apreciaba en ellos una subida brusca de la corriente de colector, que si no se detenía producía la ruptura de las uniones internas y la destrucción del transistor. Para evitar el efecto de la temperatura se han estudiado diversos métodos de estabilización y compensar sus efectos, entre los que destaca por su sencillez y eficacia el que consiste en colocar en el emisor una resistencia en paralelo con un condensador.

AMPLIFICADOR ESTABILIZADO Y POLARIZADO POR EMISOR

En esta práctica no se coloca el condensador que va en paralelo con la resistencia de emisor, ya que el primero sirve para desacoplar la componente alterna producida por la señal de trabajo del transistor, que en esta experiencia didáctica no se aplicará.

Materiales necesarios:

a) Transistor OC-71 o equivalente.
b) Dos resistencias de 1 KΩ, 1/2 W.
c) Resistencia de 330 Ω, 1/2 W.
d) Potenciómetro lineal de 1 KΩ.
e) Resistencia de 470 Ω, 1/2 W.
f) Pila o fuente de alimentación de 4,5 V.

En la figura P7-1 se presenta el esquema de montaje correspondiente a esta práctica.

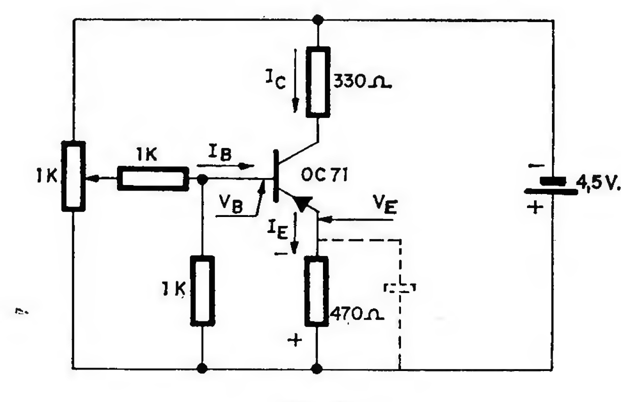


Fig. P7-1

Calentando por cualquiera de los procedimientos descritos el transistor se incrementarán los valores de las corrientes que circulan por él y, en consecuencia, el potencial negativo de V_E. Dado que V_B se mantiene constante ante las variaciones de temperatura, pues se obtiene como resultado de un divisor de tensión formado por parte del potenciómetro de 1 KΩ y las dos resistencias de 1 KΩ, la tensión de entrada del transistor $V_{BE} = V_B - V_E$ decrece, ya que V_B es constante y V_E aumenta. La reducción de la tensión de entrada obliga a que I_E, y por tanto I_B e I_C, disminuyan, lo cual se opone y al mismo tiempo compensa el incremento que se produce en ellas a causa del crecimiento de la temperatura.

Una vez comprobados los efectos que ocasiona la elevación de temperatura en la práctica 6.ª, se persigue ahora con el circuito descrito la comprobación de la mínima variación que hay en I_C al aumentar la temperatura acercando un cuerpo caliente al transis-

tor. Para este fin se deberá colocar, en serie con la resistencia de carga de 330 Ω del circuito de la figura P7-1, un polímetro de al menos 20.000 Ω/V para apreciar las alteraciones del valor de I_C al subir la temperatura del transistor.

OTROS CIRCUITOS PARA EL ESTUDIO DE LA ESTABILIZACION TERMICA

Por regla general, los transistores de germanio como el OC 71 y el AC 126 precisan para entrar en conducción una polarización de entrada base-emisor comprendida entre 0,1 y 0,2 V, mientras que los de silicio necesitan de 0,5 a 0,7 V, siendo éstos menos sensibles a los problemas de la deriva térmica.

Si disponiendo del transistor AC 126 varía la polarización de base, V_{BE}, hasta que entre en conducción y no se ha colocado carga alguna en el colector, circula por el transistor una corriente I_C importante, lo que da lugar a una disipación de potencia $P = I_C \cdot V_C$ que eleva su temperatura, aumentando I_C. Para comprobar este efecto térmico, que se patentiza más profundamente si sólo existe el polímetro en la escala de mA, como carga, se presenta el circuito de la figura P7-2.

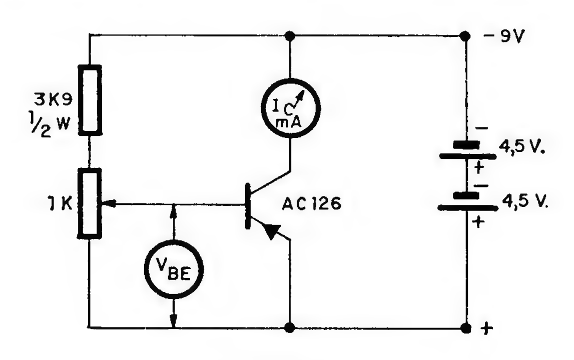


Fig. P7-2

Al regular la posición del cursor del potenciómetro de 1 KΩ y alcanzar una $V_{BE} = 0,15$ V aproximadamente, el AC 126 conduce unos pocos mA, los cuales van aumentando rápidamente con el paso del tiempo a causa de la disipación de potencia y el consiguiente aumento de temperatura, que, si no se detiene, acabará rompiendo la estructura del semiconductor.

La colocación de una resistencia de carga disminuye los efectos de la deriva térmica, como se puede comprobar con el montaje de la figura P7-3.

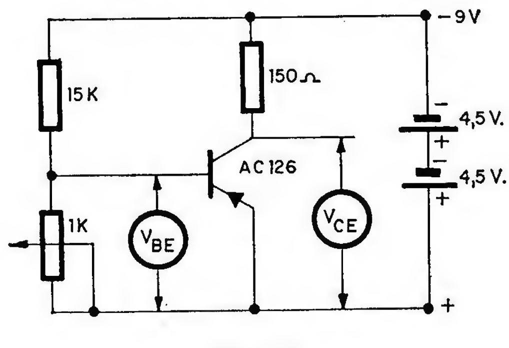


Fig. P7-3

Al conectar la alimentación se comienza regulando el cursor del potenciómetro, para conseguir que circule una corriente $I_C = 30$ mA, lo que provocará una caída de tensión en la carga, $V_{CARGA} = 150 \times 0{,}030 = 4{,}5$ V, existiendo una tensión de salida $V_{CE} = 9 - V_{CARGA} = 9 - 4{,}5 = 4{,}5$ V. Una vez que el polímetro nos mida 4,5 V entre colector y emisor, al cabo de unos minutos, y debido al fenómeno de la deriva térmica, I_C aumenta y V_{CE} disminuye, por lo que para volver a tener 4,5 V en ella habrá que ajustar a una nueva posición el potenciómetro de polarización de entrada, y repetir este proceso algunas veces hasta que se estabilice el punto de trabajo del transistor en 4,5 V de tensión de colector. Cada

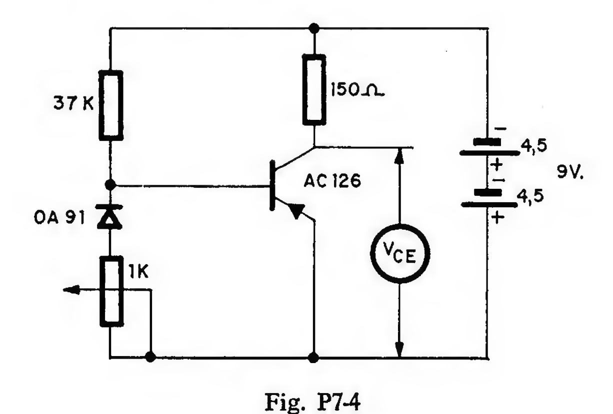


Fig. P7-4

vez que se ponga en marcha el circuito transcurrirán unos minutos hasta alcanzar la estabilización, pudiendo llegar a ser del orden de un par de voltios la desviación entre el voltaje inicial y el final estabilizado. Una manera de reducir notablemente esta desviación consiste en introducir un diodo de germanio, por ejemplo el OA 91, como se presenta en la figura P7-4.

Efectuando los ajustes necesarios con el cursor del potenciómetro de este nuevo montaje se comprobará que la inclusión del diodo origina una variación mucho más reducida entre el voltaje inicial y el final estabilizado.

Los efectos de la deriva térmica se pueden analizar, no sólo como consecuencia del propio autocalentamiento del transistor al polarizarlo, sino también elevando la temperatura ambiente o exterior con procedimientos como el de acercar la punta del soldador caliente.

LECCION **8**

CARACTERISTICAS DE FUNCIONAMIENTO Y TIPOS DE CAPSULAS DE LOS SEMICONDUCTORES USUALES

INTRODUCCION

Se presentan a continuación una serie de tipos de transistores muy usuales, sobre todo en las prácticas que comprende este libro, con los valores que más los caracterizan, así como los dibujos de las cápsulas a las que responden, que ayudará a localizar los electrodos del semiconductor en las patitas de que dispone.

Los datos a que responde la tabla P8-1, que se presenta a continuación, tienen los siguientes significados:

Detrás de la nomenclatura de cada transistor expone la tabla el tipo a que pertenece, PNP o NPN; luego, el tipo de cápsula que lo contiene y cuyo dibujo se halla representado a continuación de la tabla; la máxima disipación total de potencia, P_{max}; la componente continua máxima entre colector y emisor, con base en circuito abierto, $V_{CEO\ max}$; la corriente máxima de colector y la ganancia de c.c. en montaje de emisor común.

TABLA P8-1

NOMENCLATURA	TIPO	APLICACIÓN	CÁPSULA	P_{max} (mW)	$V_{CEO_{max}}$ (V)	$I_{C_{max}}$ (mA)	β
OC 70 (Ge)	PNP	Generales de B.F.	1	100	30	50	30
OC 71 (Ge)	PNP	Generales de B.F.	1	100	30	50	47
OC 84 (Ge)	PNP	Generales de B.F.	1	200	32	500	90
OC 206 (Si)	PNP	Generales de B.F.	1	280	32	250	40
OC 430 (Si)	PNP	Generales de B.F.	2	85	10	50	15
OC 460 (Si)	PNP	Generales de B.F.	2	360	10	50	30
OC 463 (Si)	PNP	Generales de R.F.	2	415	10	50	30
AC 125 (Ge)	PNP	Preamplificador y excitador de B.F.	TO-1	500	12	100	95
AC 126 (Ge)	PNP	Preamplificador y excitador de B.F.	TO-1	500	12	100	135
AC 127 (Ge)	NPN	Complemento para AC 128 y AC 132	TO-1	340	12	500	105
AC 128 (Ge)	PNP	Salida B.F.	TO-1	1.000	16	1.000	90

TABLA P8-1 (*Continuación*)

NOMENCLATURA	TIPO	APLICACIÓN	CÁPSULA	P_{max} (mW)	$V_{CEO_{max}}$ (V)	$I_{C_{max}}$ (mA)	β
AC 132 (Ge)	PNP	Salida B.F.	TO-1	500	12	200	115
AF 125 (Ge)	PNP	R.F. mezclador-oscilador	TO-72	60	15	10	150
AF 239	PNP	VHF-UHF hasta 860 Mz	TO-72	60	15	10	150
ASY 26 (Ge)	PNP	Conmutación velocidad media	TO-5	152	15	200	47
ASY 74 (Ge)	NPN	Conmutación velocidad media	TO-5	140	15	400	35
ASY 80 (Ge)	PNP	Amplificación B.F. Conmutación baja velocidad	TO-5	500	40 V	500	25 a 130
2N 1309 (Ge)	PNP	Conmutación velocidad media	TO-5	150	15	200	130
ASZ 15 (Ge)	PNP	Amplificación B.F. Conmutación baja velocidad	TO-3	30.000	60	8.000	15 a 30
ASZ 18 (Ge)	PNP	Amplificación B.F. Conmutación baja velocidad	TO-3	30.000	32	8.000	20 a 65
BC 108 (Si)	NPN	Preamplificador y excitador B.F.	TO-18	300	20	100	125 a 900
BC 178 (Si)	PNP	Preamplificador y excitador B.F.	TO-18	300	25	100	75 a 500

TABLA P8-1 (*Continuación*)

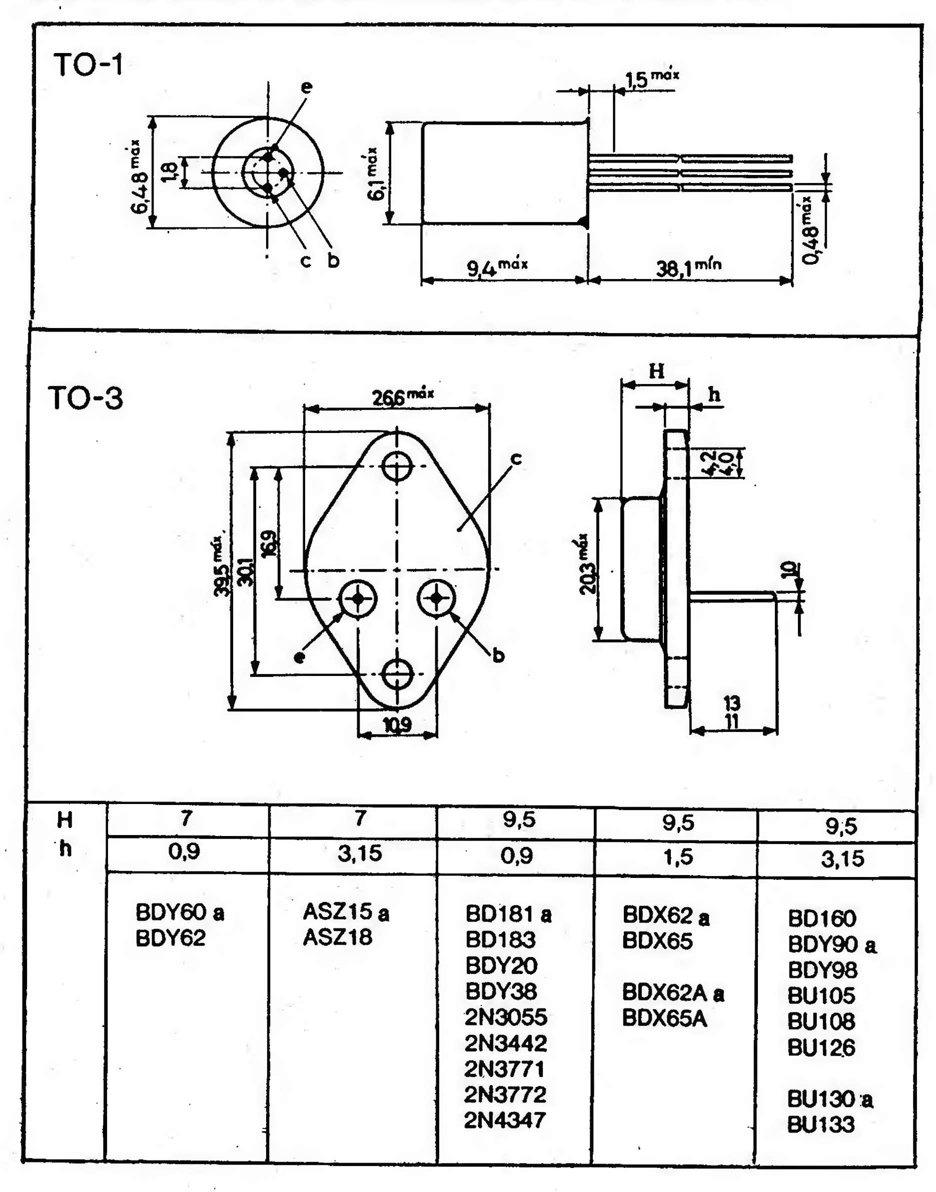
NOMENCLATURA	TIPO	APLICACIÓN	CÁPSULA	P_{max} (mW)	$V_{CEO_{max}}$ (V)	$I_{C_{max}}$ (mA)	β
BCW 47 (Si)	NPN	Amplificador y aplicaciones de conmutación	SOT-33	200	45	100	
BCW 59 (Si)	PNP	Amplificador y aplicaciones de conmutación	SOT-33	200	20	100	
BCY 32 (Si)	PNP	Aplicaciones B.F. industriales	TO-5	250	50	50	55
BCY 54 (Si)	PNP	Aplicaciones B.F. industriales	TO-5	410	50	250	50
BF 195 (Si)	NPN	Amplificador VHF	SOT-25	250	20	30	
BF 335 (Si)	NPN	Mezclador AM y amplificador FI para AM/FM	SOT-25	3.000	180	100	20
BFS 92 (Si)	PNP	General	TO-39	5.000	60	1.000	30
BFW 17A (Si)	NPN	Amplificador UHF	TO-39	1.500	25	150	25
BFX 34 (Si)	NPN	Conmutación alta corriente	TO-39	5.000	60	2.000	40 a 150
BSS 28 (Si)	NPN	Excitación en mayor de almacenamiento 0,3 μs	TO-39	800	30	1.000	30
BSV 15 (Si)	PNP	Aplicaciones industriales generales	TO-39	5.000	40	1.000	

TABLA P8-1 (*Continuación*)

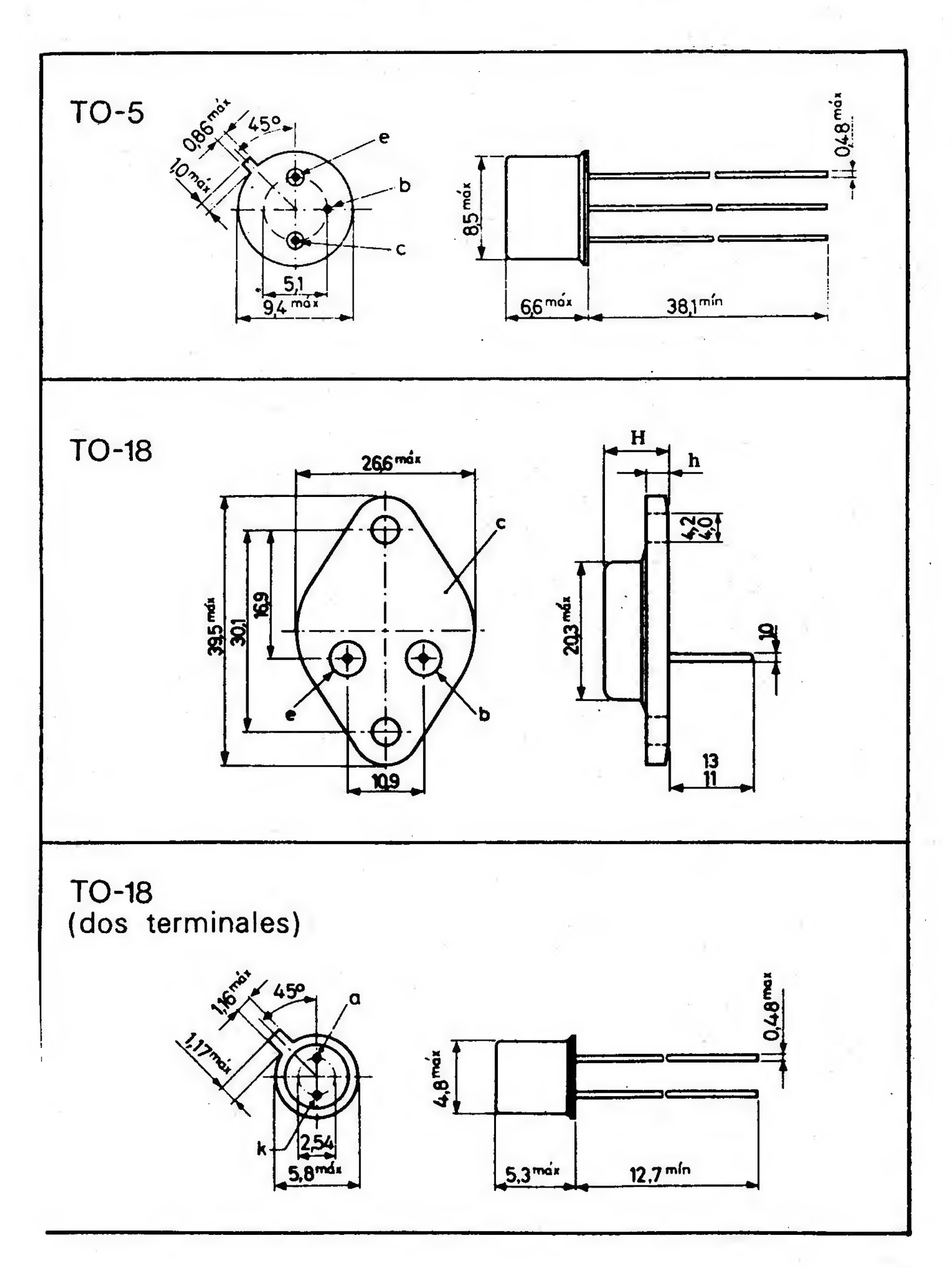
NOMENCLATURA	TIPO	APLICACIÓN	CÁPSULA	P_{max} (mW)	$V_{CEO_{max}}$ (V)	$I_{C_{max}}$ (mA)	β
BSX 61	NPN	Excitación de muy alta velocidad	TO-39	800	45	1.000	105
2N 2222 (Si)	NPN	Amplificad. UHF conmutación alta velocidad	TO-18	500	30	800	100 a 300
2N 2369 (Si)	NPN	Amplificad. VHF conmutación alta velocidad	TO-18	360	15	500	40 a 120
2N 2484 (Si)	NPN	Hasta 100 MHz	TO-18	360	60	50	250
BD 132	PNP	Salida B.F.	TO-126	11.000	45	3.000	40
BD 137	NPN	Excitador B.F. complementario BC 138	TO-126	6.500	60	500	40 a 160
BD 138 (Si)	PNP	Excitador B.F. complementario BC 138	TO-126	6.500	60	500	40 a 160
BDX 64	PNP	Para circuito Darlington	TO-3	117.000	60	12.000	> 1.000
BDY 94	NPN	Conmutación rápida	TO-3	30.000	250	3.000	25 a 80
BU 132	NPN	Salida líneas TV color	TO-3	15.000	60	1.000	

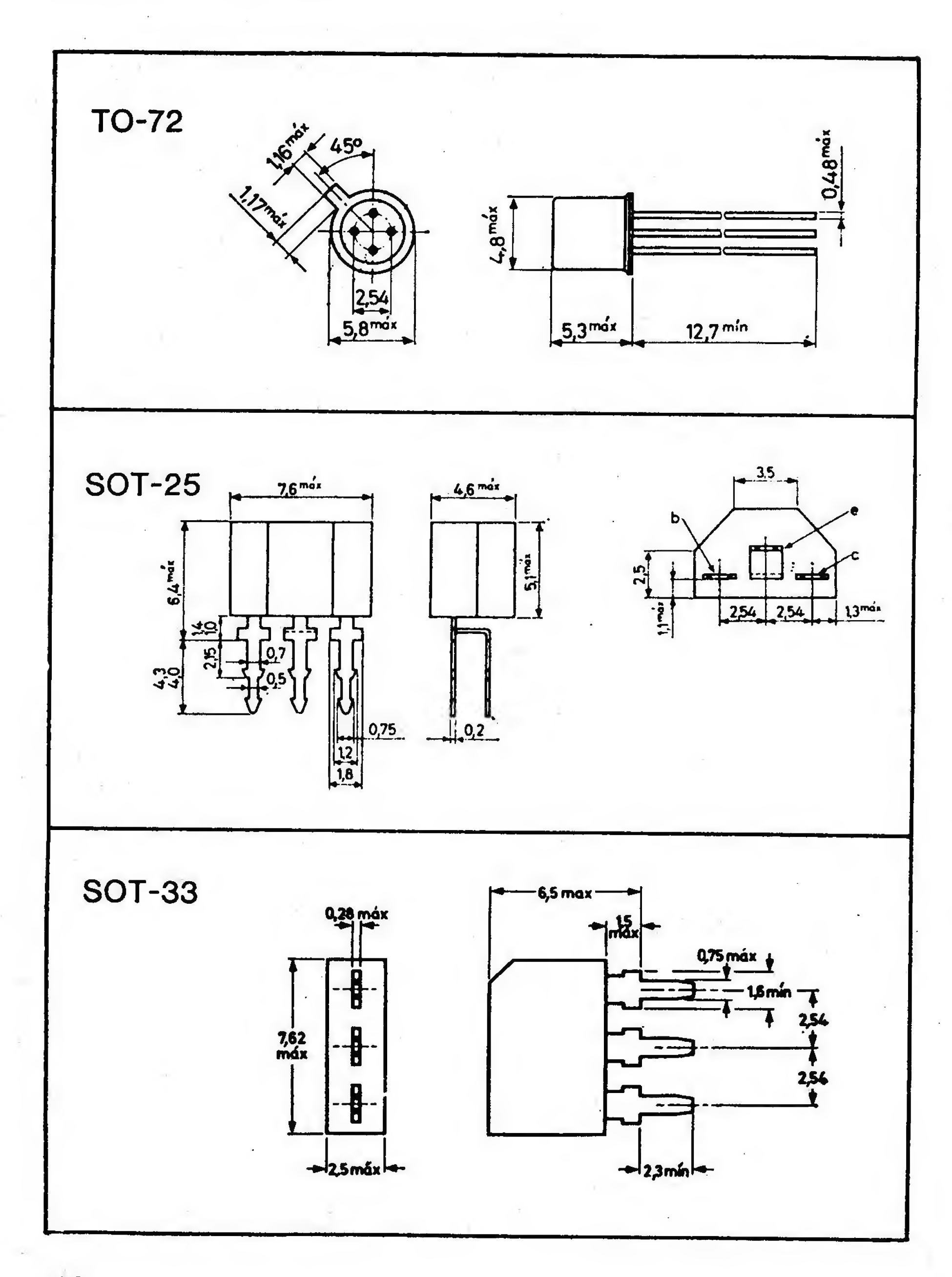
BASES Y ZOCALOS DE LOS TRANSISTORES DE LA TABLA P8-1

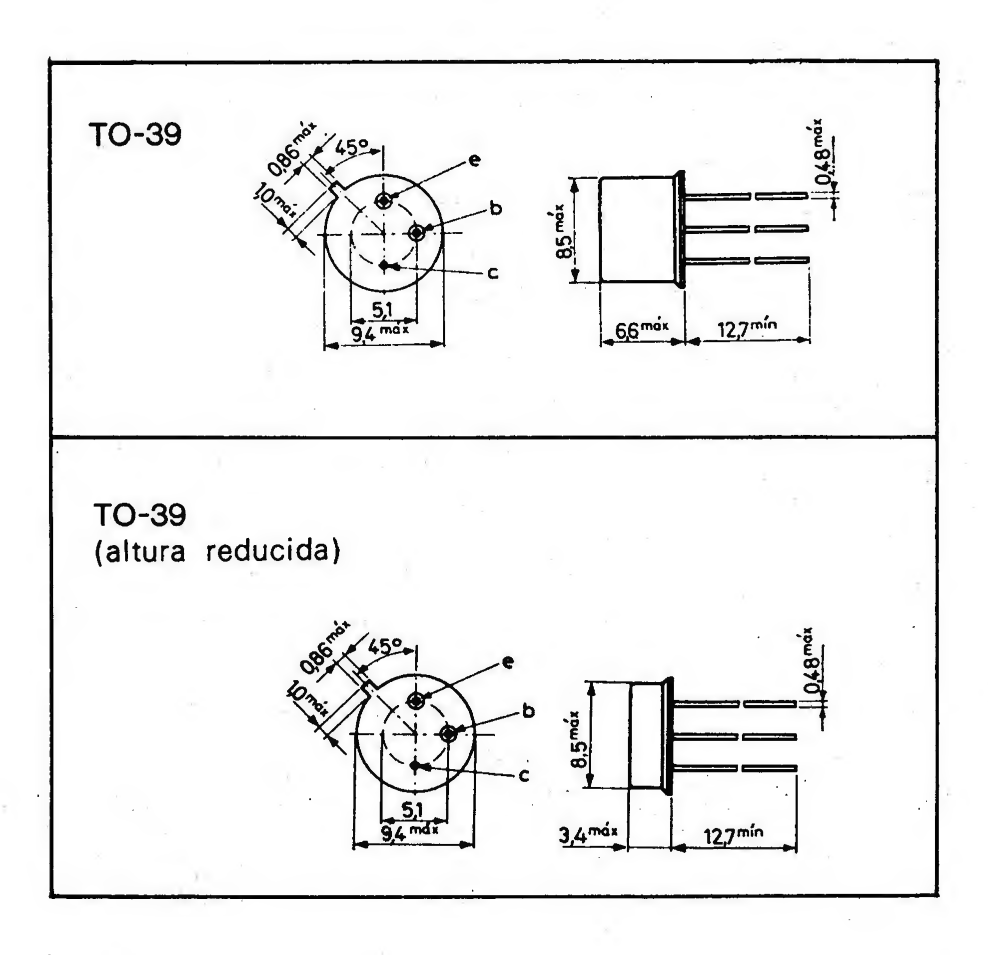
En la figura P8-1 se han dibujado la forma externa y las dimensiones de los transistores mencionados en la tabla P8-1.



H	7	7	9,5	9,5	9,5
h	0,9	3,15	0,9	1,5	3,15
	BDY60 a BDY62	ASZ15 a ASZ18	BD181 a BD183 BDY20 BDY38 2N3055 2N3442 2N3771 2N3772 2N4347	BDX62 a BDX65 BDX62A a BDX65A	BD160 BDY90 a BDY98 BU105 BU108 BU126 BU130 a BU133


TO-5
0,86 máx
45°
1,0 máx
e
b
c
5,1
9,4 máx
8,5 máx
6,6 máx
38,1 mín
0,48 máx
TO-18
26,6 máx
c
39,5 máx
30,1
16,9
e
b
10,9
H
h
4,2
4,0
20,3 máx
1,0
13
11
TO-18
(dos terminales)
1,16 máx
45°
a
1,17 máx
k
2,54
5,8 máx
4,8 máx
5,3 máx
12,7 mín
0,48 máx


TO-72
1,16 máx
45º
1,17 máx
2,54
5,8 máx
4,8 máx
0,48 máx
5,3 máx
12,7 mín
SOT-25
7,6 máx
4,6 máx
6,4 máx
5,1 máx
3,5
b
e
c
2,5
1,1 máx
2,54
2,54
1,3 máx
1,4
1,0
2,15
0,7
0,5
4,3
4,0
0,75
1,2
1,8
0,2
SOT-33
0,28 máx
7,62 máx
2,5 máx
6,5 max
1,5 máx
0,75 máx
1,6 mín
2,54
2,54
2,3 mín

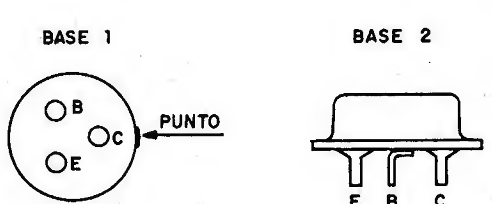

TO-39
0,86 máx
45°
1,0 máx
e
b
c
5,1
9,4 máx
8,5 máx
0,48 máx
6,6 máx
12,7 mín
TO-39
(altura reducida)
0,86 máx
45°
1,0 máx
e
b
c
5,1
9,4 máx
8,5 máx
0,48 máx
3,4 máx
12,7 mín

TO-126

2,8 máx
7,8 máx
3,75
3,2
3,0
11,1 máx
2,54 máx 1)
1,2
15,3 mín
e c b
4,58
0,5
0,88 máx
2,29

TO-126(1)

2,8 máx
7,8 máx
3,75
3,2
3,0
11,1 máx
1,2
15,3 mín
e c b
4,58
0,5
0,88 máx
2,29



LECCION 9

CONSTRUCCION DE UN AMPLIFICADOR DE B. F.

INTRODUCCION

Se trata en esta práctica de montar un amplificador de audiofrecuencia de varias etapas y muy completo, previsto para su adaptación a un tocadiscos, que contenga todas las peculiaridades de este tipo de circuitos. Consta de 4 transistores muy comunes: dos OC 71 y dos OC 72, que pueden ser sustituidos por AC 187 y AC 188, así como por los MC 140, formando tres etapas, ya que la última de salida es una en contrafase amplificando en clase B, que necesita dos transistores iguales, que en este montaje son los OC 72, mientras que los OC 71 constituyen la etapa de entrada uno de ellos y el otro la excitadora del transformador inversor de fase o excitador (driver).

Tanto el transformador excitador T_1 como el de salida y acoplo al altavoz T_2 se encuentra fácilmente en los comercios, estando construido el primero con hilo de cobre esmaltado de 0,09 mm de diámetro y 2.100 espiras en el primario, con una resistencia en c.c. de 300 Ω y su secundario con 600 espiras bifilares de hilo de 0,18 mm y resistencia en c.c. de 28 + 28 Ω. T_2 tiene un primario de 124 espiras de 0,50 mm y 0,83 Ω y 816 espiras en el secundario, de 0,28 mm y 8,7 + 8,7 Ω.

El esquema del circuito del audioamplificador se muestra con todos sus valores en la figura P9-1.

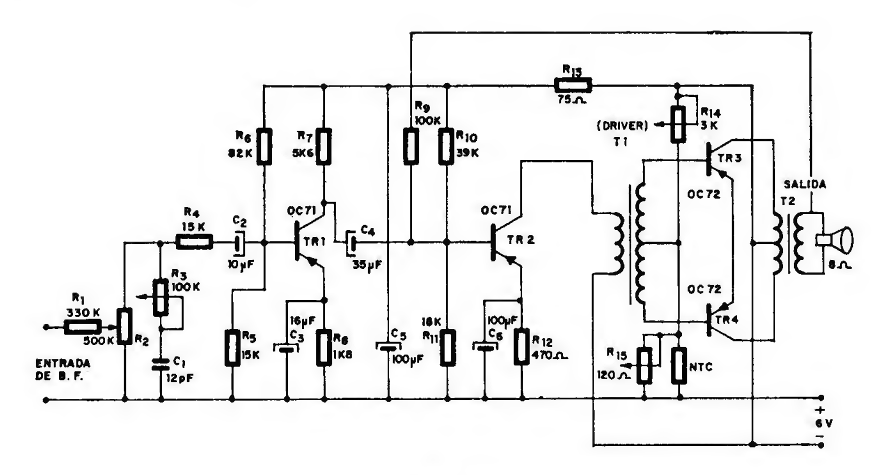


Fig. P9-1

En el esquema del amplificador, téngase en cuenta que todas las resistencias pueden ser de 1/4 W o, mejor aún, de 1/2 W; los potenciómetros son lineales y la tensión que deben soportar como mínimo los condensadores es de 6 V, que es la de la alimentación.

El montaje se puede hacer fabricando un circuito impreso a propósito de los componentes que se utilizan, o bien mediante una placa universal con pistas y orificios simétricos, colocando los elementos en ella de forma que sigan el esquema de la figura P9-1.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO Y MISION DE CADA COMPONENTE

Se analizan a continuación todos los elementos que forman el amplificador comenzando por los bornes de entrada de B.F. y acabando en el altavoz, etapa por etapa:

ETAPA PREAMPLIFICADORA: Está formada por el primer transistor OC 71, denominado TR_1, y es la encargada de elevar el nivel de la tensión de B.F. de entrada.

Las funciones de los elementos que constituyen esta etapa son los siguientes:

R_1: Resistencia de alto valor de entrada para acoplo con la del fonocaptor del tocadiscos.

R_2: Potenciómetro de volumen que regula la cantidad de señal entregada al amplificador.

R_3, R_4 y C_1: Ofrecen a las diferentes frecuencias que atraviesan R_2 dos impedancias diferentes, de forma que la que atraviesa R_4 se amplifica y la que atraviesa R_3 y C_1 se elimina.

C_2: Bloquea la componente continua que pudiera llevar la señal de entrada.

R_5 y R_6: Divisor de tensión para polarizar la base de TR_1.

R_7: Resistencia de carga de TR_1.

R_8-C_3: Resistencia y condensador de emisor para polarizar y estabilizar térmicamente el transistor.

C_4: Condensador de acoplo de TR_1 y TR_2, que evita el paso de la componente continua.

ETAPA EXCITADORA: Como elemento activo posee al transistor TR_2, OC 71, y su misión es recoger la señal de B.F. ya amplificada por TR_1 y acoplarla adecuadamente al transformador excitador T_1, en cuyo secundario se obtendrán dos señales iguales y opuestas 180°, que se aplican a las bases de TR_3 y TR_4.

R_{10} y R_{11}: Polarizan la base de TR_2.

R_{12} y C_6: Polarizan y estabilizan térmicamente TR_2.

Primario de T_1: Actúa como carga de TR_2.

Secundario de T_1: Entrega a las bases de TR_2 y TR_4 dos señales iguales y opuestas.

R_{13} y C_5: Forman un circuito de desacoplo que impide la realimentación positiva desde la salida de TR_1 a través de la resistencia interna de la pila.

R_9: Produce una realimentación negativa tensión-corriente entre el secundario del transformador de salida y la base de TR_2, y sirve para reducir las distorsiones que se originan principalmente en la etapa excitadora y en la de salida.

ETAPA DE SALIDA: Los transistores TR_3 y TR_4 forman la etapa de salida en contrafase, en clase B, conduciendo cada uno durante un semiciclo solamente, y puesto que reciben por el secundario de T_1 señales iguales y opuestas conducirán alternativamente. Con este contrafase se logra una potencia de salida más alta, que se puede cifrar en unos 200 mW, con un consumo de corriente de 30 mA y además un alto rendimiento y duración de la pila.

R_{14}-R_{15} y NTC forman un divisor de tensión que polariza las bases de los dos transistores OC 72, por los que en reposo debe

circular una corriente mínima de 1,5 mA y que se consigue variando la posición del cursor de R_{14}. La NTC evita desplazamientos del punto de funcionamiento de los transistores a causa de las oscilaciones de la temperatura ambiente.

Primario de T_2: Cada uno de sus dos devanados actúan como carga de TR_3 y TR_4 respectivamente.

Secundario de T_2: Acopla impedancias y entrega la potencia de la señal amplificada a la carga del circuito, que es el altavoz.

LECCION **10**

UN TRANSISTOMETRO ELEMENTAL

GENERALIDADES

Se describe en esta práctica el montaje de un instrumento que, con la colaboración de un polímetro, permite detectar el fallo de un transistor de unión o comprobar grandes variaciones en su característica principal.

Una información completa y exacta acerca del estado de un transistor exige una larga serie de mediciones y el uso de complejo instrumental. Sin estos requisitos, el aparato que en esta práctica se describe sólo indica algunas cualidades básicas del transistor y establece si han variado notablemente, o si el semiconductor tiene destruidas sus uniones internas.

El parámetro más importante que identifica a un transistor es su factor de ganancia de intensidad, el cual queda definido por el cociente entre el incremento de la intensidad de salida y el correspondiente a la de entrada. En el circuito de emisor común este parámetro quedaba definido por la siguiente fórmula:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

También se podrá averiguar con este transistómetro la corriente de fugas de emisor a colector, I_{CEO}, con la base en circuito abierto, lo que quiere decir sin polarizar.

Tanto el factor de amplificación de corriente como la corriente de fugas se hallará haciendo trabajar en c.c. el transistor a probar, lo cual supone una incorrección para determinar el primero de los parámetros, puesto que su valor depende de la frecuencia de la señal de trabajo. No obstante, interpretando cuidadosamente β, los resultados que se obtienen con este montaje acerca del estado interno de los transistores es bastante aceptable.

FUNDAMENTOS TEORICOS DEL FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOMETRO

El circuito básico para la polarización de un transistor PNP, eliminando las resistencias de carga y estabilización térmica, se presenta en la figura P10-1.

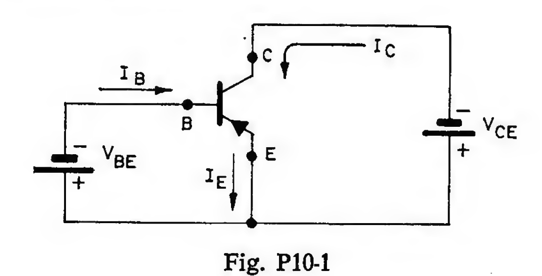


Fig. P10-1

Se han dibujado en el circuito anterior la dirección de las corrientes «electrónicas» y, como se recordará, el valor de la tensión de polarización de entrada o de base de los transistores de germanio, oscilaba entre 0,1 y 0,2 V, y en los de silicio entre 0,5 y 0,7 V, mientras que la tensión que polariza el colector o la salida es mucho mayor y suele variar entre 6 y 12 V.

Para hallar en el circuito de emisor común la ganancia de corriente, se le hará trabajar en dos puntos, 1 y 2, para los cuales se obtiene su I_B y su correspondiente I_C, averiguados los cuales se trata únicamente de aplicar la fórmula general.

$$\left.\begin{array}{l}\text{Punto 1: } I_{B1} - I_{C1} \\ \text{Punto 2: } I_{B2} - I_{C2}\end{array}\right\} \quad \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}}$$

La corriente de fuga I_{CEO} se hallará muy fácilmente dejando sin polarizar la base del transistor, conforme al circuito básico de la figura P10-2.

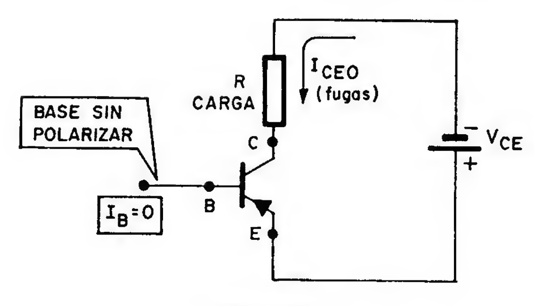


Fig. P10-2

ESQUEMA DEL MONTAJE DEL TRANSISTOMETRO

El transistor a probar es un PNP en el ejemplo presentado en la figura P10-3, en el esquema general del transistómetro, debiéndose tener muy presente que en caso de ser NPN se tendrán que invertir los polos de la alimentación de 4,5 V. El polímetro, en la escala de unos 100 μA, 1 mA o a lo sumo 10 mA, indica el valor

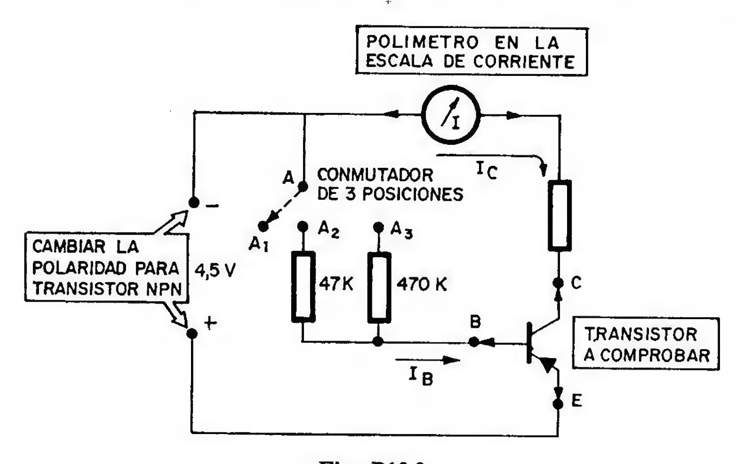


Fig. P10-3

de la corriente de colector, I_C. Una resistencia de 270 Ω actúa como carga del transistor y para polarizar la base se usa un conmutador de tres posiciones: *a*) Si se elige la posición A_1, la base queda en circuito abierto, con lo que $I_B = 0$; *b*) la posición A_2 pone en el circuito de polarización de base una resistencia de 47 KΩ, con lo que I_B se averigua aplicando la ley de Ohm al circuito de base,

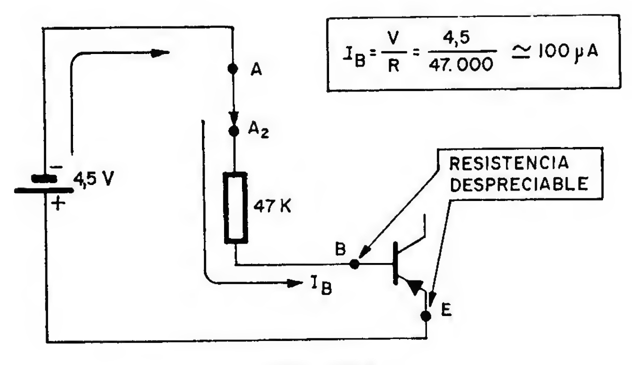


Fig. P10-4

despreciando la resistencia directa entre base y emisor, del orden de unos pocos cientos de ohmios, como aparece representado en la figura P10-4; *c*) si se coloca el conmutador en la posición A_3, la I_B correspondiente se ha deducido en la figura P10-5.

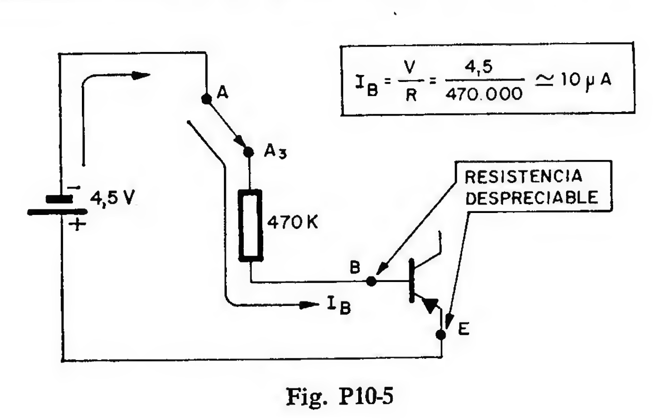


Fig. P10-5

PROCESO A SEGUIR PARA LA COMPROBACION DE TRANSISTORES

1.°) Colocando el conmutador de tres posiciones en A_1, el polímetro mide la intensidad de fugas I_{CEO}, y comparando este valor con el que indican los manuales de datos de los transistores se puede establecer una primera prueba del transistor. En general, esta corriente debe ser muy pequeña e inferior a 1 mA.

Con objeto de seguir un ejemplo concreto con magnitudes reales, se supone que $I_{CEO} = 100\ \mu A$ y por tanto es válida.

2.°) Se pasa el conmutador a la posición A_3, colocando una resistencia de 470 KΩ para polarizar la base y circulando por este electrodo una corriente cuyo valor aproximado es $I_B = 10\ \mu A$, según se demuestre en la figura P10-5.

Con esta posición del conmutador se lee la corriente de colector que marca el polímetro y que se supone es $I_C = 500\ \mu A$.

Cálculo de la ganancia de corriente

Con estas dos fases del proceso se ha logrado hacer trabajar el transistor en dos puntos con los siguientes valores significativos:

Punto 1: $I_B = 0$ e $I_C = 100\ \mu A = I_{CEO}$.

Punto 2: $I_B = 10\ \mu A$ e $I_C = 500\ \mu A$.

Aplicando la fórmula para hallar la ganancia de corriente, se obtiene:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{500 - 100}{10 - 0} = \frac{400}{10} = 40$$

3.°) Este valor obtenido de β ya puede proporcionar por comparación con el del manual de datos una idea de su comportamiento, pero para asegurar mejor los resultados y puesto que la resistencia de 470 KΩ anteriormente colocada en el circuito de base sólo dejaba circular una corriente reducida, ahora se coloca el conmutador en la posición A_2, con lo que la resistencia pasa a tomar el valor de 47 KΩ e I_B se eleva a 100 μA, según la deducción de la figura P10-4. En el ejemplo que se comenta, esto supone que la corriente I_C que mide el polímetro pasa a valer 4,5 mA = 4.500 μA, y aplicando la fórmula de la ganancia β entre el primer punto obtenido y este último se obtiene:

Punto 1: $I_B = 0$ e $I_C = 100\ \mu A$.

Punto 2: $I_B = 100\ \mu A$ e $I_C = 4.500\ \mu A$.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{4.500 - 100}{100 - 0} = \frac{4.400}{100} = 44$$

Como se aprecia, el cambio de resistencia de polarización de base produce un aumento válido y proporcionado en la ganancia de corriente, lo que conlleva el correcto estado del transistor probado si estos valores se aproximan a los que indica el fabricante en los manuales de características.

LECCION **11**

MONTAJE DE UN AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

GENERALIDADES

El amplificador diferencial descrito en la lección teórica precedente y mostrado en su figura 11-3 se compone de dos transistores iguales y montados en circuitos equivalentes, a los que se les aplican en sus entradas sendas señales cuya diferencia se desea obtener amplificada.

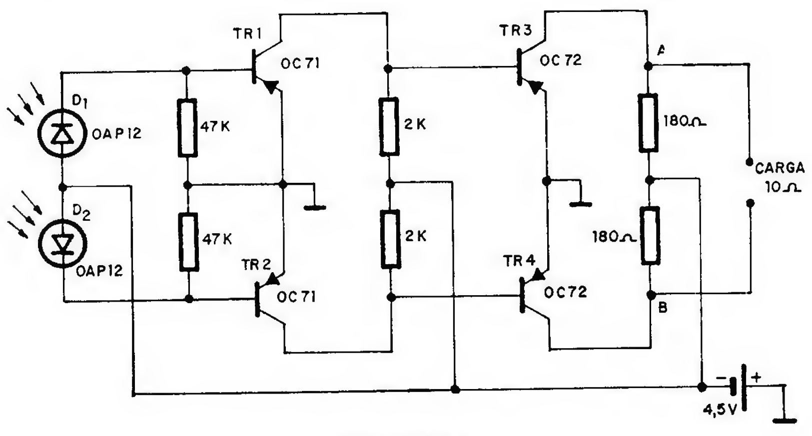


Fig. P11-1

Con esta práctica se pretende comprobar el funcionamiento de los amplificadores diferenciales, así como el acoplo entre etapas de c.c.

Cada uno de los dos transistores de la primera etapa diferencial tienen polarizadas sus bases por medio de dos fotodiodos, como se muestra en el esquema de montaje de la figura P11-1.

La resistencia interna de los fotodiodos D_1 y D_2 varía según el nivel de iluminación que reciben. La corriente que pasa por D_1 a través de la resistencia de 47 KΩ superior sirve para polarizar la base de TR_1 y por tanto determinar su intensidad de colector, al igual que D_2 controla TR_2. Las dos resistencias de 2 KΩ corresponden a las cargas de los transistores OC 71 y, según la corriente que circula por ellos, polarizan las bases de los transistores TR_3 y TR_4, que forman otro amplificador diferencial acoplado directamente al primero. Este provoca el paso de corrientes, proporcionales a la luz que reciben D_1 y D_2, por sus resistencias de carga de 180 Ω y la diferencia entre esas corrientes crea una diferencia de tensión entre los puntos A y B que alimentan la carga, cuya impedancia interna está prevista ser de 10 Ω.

Si se supone que los diodos D_1 y D_2 reciben la luz del mismo foco, pero uno de ellos a través de un ambiente totalmente puro por estar contenido en un recinto hermético y el otro a través del ambiente, la diferencia de tensiones entre A y B depende de la variación del nivel luminoso que existe entre D_1 y D_2, y como D_1 siempre recibe el mismo, dependerá exclusivamente de la concentración de polvo o contaminación que exista en el ambiente que precede al diodo D_2.

LECCION **12**

MONTAJE DE OSCILADORES Y MULTIVIBRADORES

MONTAJE DE UN OSCILADOR COLPITTS

Como se recordará de la parte teórica, este modelo de oscilador se caracteriza por estar la capacidad del circuito tanque dividida en dos partes al objeto que una de ellas constituya la realimentación del mismo.

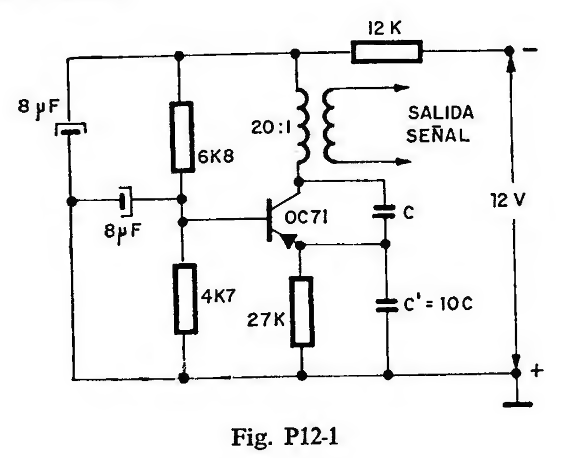


Fig. P12-1

El circuito de la figura P12-1 muestra un oscilador de este tipo, con el transistor OC 71 en montaje de base común, lo que hace que estén en fase la señal de entrada con la de salida y se pro-

duzca una realimentación positiva aplicando la señal del colector al emisor, el cual está conectado a la toma media capacitiva formada por *C* y *C'*, cuya relación ha de ser de 10:1.

La señal de salida, que en el circuito de la figura P12-1 se toma del secundario de un transformador de relación 20:1, podría haberse sacado también directamente del emisor.

La frecuencia que puede obtenerse en este circuito es de unos 250 KHz.

Una variante del oscilador Colpitts es la que se presenta en la figura P12-2, que constituye un oscilador acústico para prácticas de Morse. En él, además de los componentes usuales en un oscilador, existe un casco telefónico electromagnético y un interruptor para la práctica del código Morse.

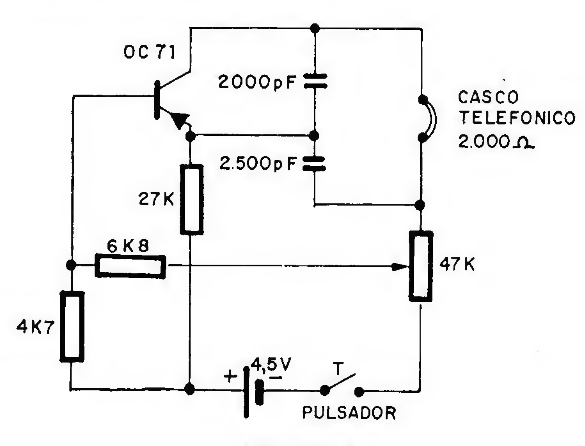


Fig. P12-2

El montaje de la figura P12-2 es similar al de la figura P12-1, sólo que se ha sustituido la bobina de acoplo por la autoinducción que posee internamente el casco, que se recomienda tenga una impedancia de 2.000 Ω para que la frecuencia de oscilación sea del orden de 1.000 Hz.

MULTIVIBRADOR INESTABLE COMO INYECTOR DE SEÑALES

Se trata de construir un típico multivibrador inestable cuya frecuencia de oscilación sea audible, concretamente de 800 Hz, para que pueda aplicarse su salida a los circuitos de B.F. y se aprecie

el resultado, actuando en este caso el multivibrador como inyector de señal, para conocer, en un proceso dinámico, cuál es la etapa que no amplifica correctamente.

En la figura P12-3 se muestra el esquema del inyector de señales.

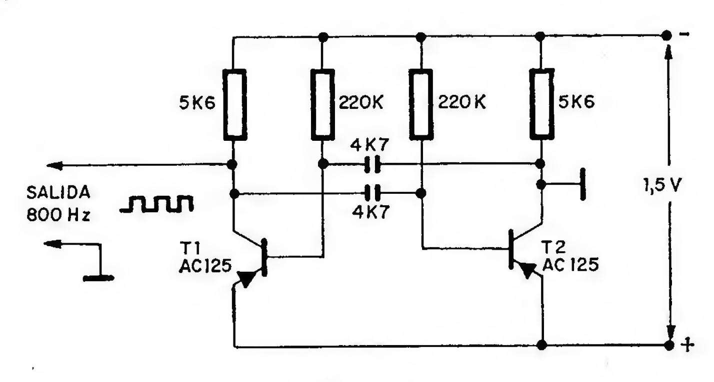


Fig. P12-3

El funcionamiento teórico de este multivibrador se ha explicado en la parte teórica. La señal cuadrada de salida, de 800 Hz, se obtiene del colector de T_1, y con una alimentación tan baja como 1,5 V puede introducirse todo el conjunto de componentes en un tubo o caja de dimensiones muy reducidas.

MULTIVIBRADOR DE DISPARO ACCIONADO POR LA LUZ

Se indicó en la parte teórica que este tipo de multivibrador se llama también disparador de Schmitt y se caracteriza por tener siempre en oposición sus dos transistores, o sea, que cuando uno conduce el otro está bloqueado y viceversa, pero el estado de ambos depende de la tensión que se aplique a la base de uno de ellos, que es la entrada del multivibrador, de forma que cuando alcance un nivel determinado cambie el estado de los dos semiconductores.

Como elemento sensible a la luz, que es la magnitud que disparará el Schmitt, se usa una resistencia LDR, cuyo valor óhmico varía inversamente con el nivel luminoso que recibe, es decir, cuanta mayor luz incida en ella menor resistencia presenta. Este comportamiento quede representado en la figura P12-4.

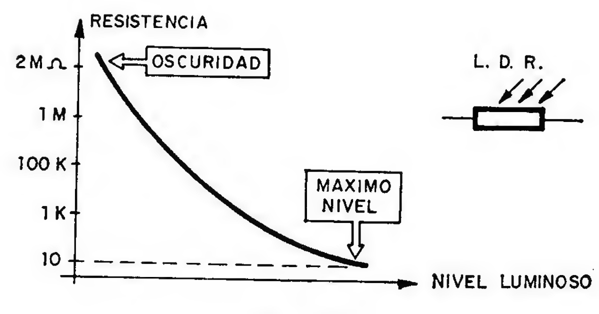


Fig. P12-4

En la figura P12-5 se muestra el multivibrador de disparo controlado por la resistencia de la LDR, que estará en función de la luz que reciba.

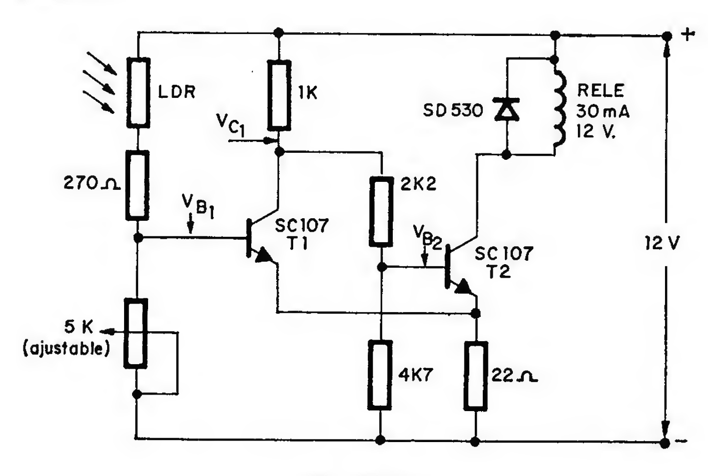


Fig. P12-5

Como ya se explicó, cuando T_1 conduce en saturación, a consecuencia de la alta tensión que polariza su base, su tensión de colector, V_{C1}, es baja y al repartirse entre las resistencias de 2,2 y 4,7 KΩ para polarizar la base de T_2 deja una V_{B2} también baja que bloquea T_2 y el relé que tiene como carga permanecerá inactivo. Por el contrario, si V_{B1} es inferior al nivel de conducción de T_1, su V_{C1} es alta y así también lo es V_{B2}, con lo que se satura T_2 y se excita el relé. La conmutación depende pues del nivel de entrada, o sea, de V_{B1}.

En paralelo con la bobina del relé se ha colocado un diodo de silicio, el SD 530, que disipa la fuerza contraelectromotriz que produce la bobina del relé en la conmutación y que en caso de no existir el diodo se aplicaría al colector de T_2, que se podría estropear.

Cuando la LDR está iluminada, su resistencia interna es baja y en el divisor de resistencias formado por ella y la resistencia de 270 Ω con el potenciómetro ajustable de 5 KΩ, hace que los 12 V se repartan proporcionalmente a los valores óhmicos, quedando apenas tensión en la LDR y en cambio en el potenciómetro se superan fácilmente los 0,7 V de disparo de T_1, por lo que en estas condiciones T_1 está en saturación, T_2 bloqueado y el relé desactivado.

Si la LDR recibe poca luz o está en la oscuridad, su resistencia es muy grande y absorbe ella prácticamente toda la tensión, dejando en el potenciómetro de 5 KΩ menos de 0,7 V, que al ser la tensión de entrada de T_1, éste se bloquea, T_2 entra en saturación y el relé se excita.

En resumen, cuando la LDR está iluminada el relé está desactivado y el consumo del circuito es de 10 mA, mientras que si se corta la luz que recibe la LDR se excita el relé y el consumo aumenta a 30 ó 40 mA.

La cantidad de luz necesaria para la conmutación del multivibrador se regula con la posición del potenciómetro de 5 KΩ.

Invirtiendo la posición de la LDR con el potenciómetro ajustable, el funcionamiento cambiaría, excitándose el relé cuando la LDR fuese iluminada y desactivándose al estar en la oscuridad.

LECCION 13

MONTAJE DE FUENTES DE ALIMENTACION ESTABILIZADAS

CONSTRUCCION DE UNA FUENTE DE ALIMENTACION ESTABILIZADA EN SERIE DE 9 V, 100 mA

La tensión típica para alimentar la mayoría de los circuitos transistorizados suele ser de 9 V, de ahí el interés en disponer de una fuente de alimentación que tenga de entrada la tensión alterna de la red 125-220 V y proporcione en la salida una tensión continua de 9 V con una corriente máxima de 100 mA, variando apenas cinco centésimas de voltio por cada 30 V que altera su valor la tensión de la red.

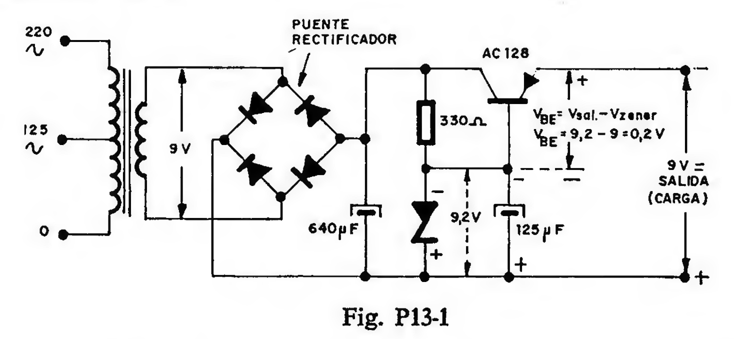


Fig. P13-1

En la figura P13-1 se presenta el esquema de la fuente, que utiliza para su estabilización, tipo serie, un transistor AC 128 colocado en serie con la carga y cuya resistencia interna varía con

cualquier modificación que se produzca en la tensión de entrada de la red o el consumo de corriente de la carga. El puente rectificador de Graetz puede estar formado por cuatro diodos simples de silicio que rectifiquen 10 V o por un puente rectificador, que ya se vende montado, adecuado para dicha tensión.

La resistencia del esquema es de 1/2 W de disipación y los condensadores electrolíticos han de soportar tensiones de unos 12 V. Por otra parte, el diodo de Zener ha de tener como tensión de Zener una que se aproxime a la de salida, pues la polarización de entrada del AC 128 es igual a la diferencia entre la de salida y la de Zener, como se representa en el dibujo.

El transistor AC 128 se comporta como regulador en serie con la carga, cuya resistencia interna varía según la tendencia que tenga la tensión de salida. Así, si, por ejemplo, debido a un aumento de la tensión de red o una disminución del consumo de la carga, la tensión de salida tiende a aumentar, disminuye la polarización de entrada del AC 128 y también, por tanto, la corriente que circula por su colector, lo que representa un aumento de su resistencia interna y una absorción mayor de tensión, que reduce y estabiliza al valor adecuado la de salida. Inversamente sucederá en caso de disminuir la tensión de la red o aumentar el consumo de corriente de la carga.

En resumen, la condución del AC 128 depende de la tensión de salida, pues la de referencia del Zener es fija, de tal forma que si aquélla tiende a subir, el transistor conduce menos, aumenta su resistencia interna y estabiliza la tensión y si tiende a bajar conduce más, disminuye su resistencia interna, absorbe menos tensión y mantiene la de salida.

FUENTE DE ALIMENTACION ESTABILIZADA EN PARALELO

Se trata de montar una fuente de alimentación estabilizada en paralelo, similar a la que se comentó en teoría, capaz de suministrar una tensión continua de 100 V, 10 mA, variando un máximo de 1,5 V si la corriente que suministra pasa de 0 a 10 mA.

En la figura P13-2 se presenta el esquema del montaje de la fuente de alimentación que, partiendo de una tensión continua que oscila entre 120 y 180 V, proporciona una salida estabilizada de 100 V de c.c.

La tensión de salida de la fuente de alimentación es igual a la de entrada menos la caída de tensión que existe en las resisten-

cias de 1,2 KΩ y 220 Ω colocadas en serie con la carga. Dicha caída de tensión será igual al producto de la suma de las dos resistencias (1.440 Ω) por la corriente que las atraviesa, que es la suma de la que circula por el colector del transistor, I_C, más la que absorbe la carga, I_T. La corriente que pasa por el transistor dependerá de su polarización de entrada, V_{BE}, que es igual a la que se regula con el potenciómetro V_E menos la fija que absorbe el Zener V_z, o sea, $V_{BE} = V_E - V_z$.

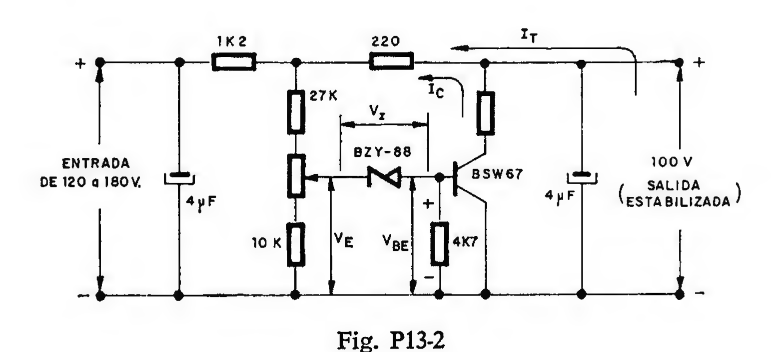


Fig. P13-2

Si la tensión que alimenta al circuito estabilizador sube, crecerá V_{BE}, con lo que el transistor conducirá más y se producirá un consumo mayor de tensión en el conjunto de los 1.440 Ω de las dos resistencias, manteniéndose constante la tensión de salida. Lo contrario sucederá en caso de que la entrada disminuya de valor.

LECCION 14

MONTAJE Y EXPERIMENTACION DE SEMICONDUCTORES ESPECIALES

CARACTERISTICA ESTATICA DE UN TIRISTOR

En el tiristor BT 106, alimentado con 9 V, se polariza la puerta mediante un divisor potenciométrico formado por R_1 y P_1, para establecer diferente puntos de cebado. Como carga se puede conectar una resistencia de 4,7 KΩ, o mejor una lamparita piloto de unos 12 V, para apreciar ópticamente el cebado y bloqueo del tiristor. El esquema del montaje, así como algunas cápsulas de diversos tiristores que se pueden probar, se ha dibujado en la figura P14-1.

MATERIALES NECESARIOS

Tiristor BT 106 o equivalente.

Potenciómetro ajustable de 1 KΩ.

Resistencia de 1 KΩ, 1/2 W.

Resistencia de 4,7 KΩ, 1 W.

Lámpara piloto de 12 V.

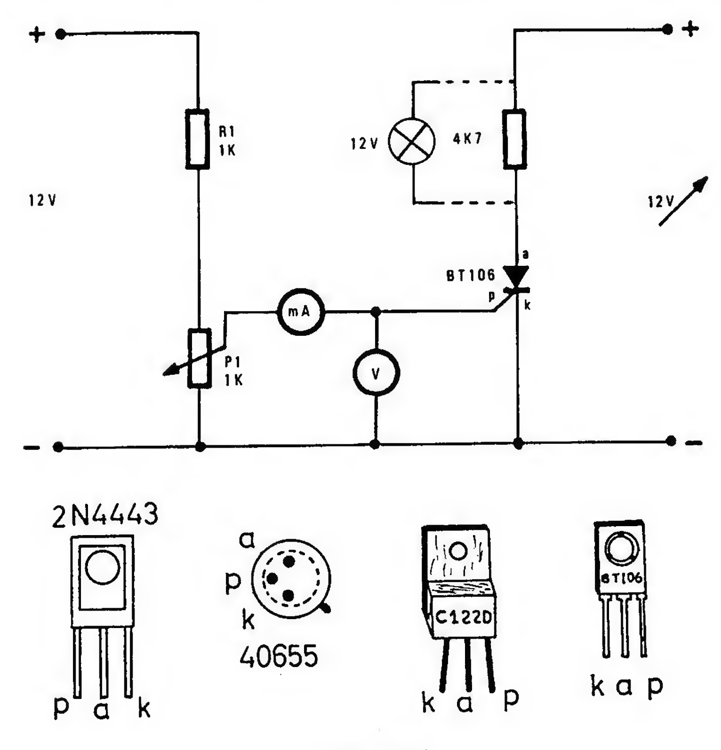


Fig. P14-1

PROCEDIMIENTO

1.°) Comprobar el estado del tiristor, antes de montarlo, con el polímetro en la escala de $\Omega \times 1.000$, midiendo la resistencia entre cátodo y ánodo en sentido directo e inverso. El aparato deberá marcar resistencia infinita en las dos comprobaciones.

Comprobar, en la misma escala que antes, la existencia de un diodo entre la puerta y el cátodo del tiristor.

El tiristor es defectuoso en caso de no responder a cualquiera de las pruebas referidas.

2.°) Colocar el cursor del potenciómetro P_1 en el tope izquierdo inferior y aplicar después la alimentación.

3.°) Comprobar que sin tensión en la puerta el piloto no ilumina, es decir, el tiristor está bloqueado.

4.º) Subir lentamente el cursor del potenciómetro hasta que se ilumine el piloto. En ese momento el tiristor se ha cebado y se anota la tensión existente entre cátodo y ánodo (tensión de arco), así como la de cebado entre puerta y cátodo.

5.º) Comprobar que, una vez cebado el tiristor, la puerta deja de tener efecto, para lo que se moverá el potenciómetro de tope a tope, observando que la iluminación de la lamparita no varía.

6.º) Con el cursor en el tope inferior, desconectar la alimentación, volverla a conectar y comprobar que el tiristor permanece descebado.

Normalmente la tensión de arco del tiristor oscila alrededor de 0,7 V y la corriente que circula por la puerta para el cebado del tiristor es de unos 0,5 mA.

TIRISTOR COMO RECTIFICADOR ALIMENTANDO LA PUERTA CON LA LINEA DE ENTRADA

Según el circuito de la figura P14-2, una lámpara piloto de 12 V se alimenta con c.a. a través del tiristor que está en serie. Si el interruptor I_2 está abierto y el I_1 cerrado, la puerta del tiristor queda sin polarizar y por tanto éste bloqueado, con lo que no pasará corriente por el circuito y la lamparita quedará apagada.

MATERIALES NECESARIOS

Tiristor BT 106.
Diodo BY 127.
Lamparita piloto de 12 V.
Resistencia de 4,7 KΩ, 1/2 W.
Resistencia de 1 KΩ, 1/2 W.

EXPOSICION DE LA PRACTICA

Con I_2 abierto e I_1 cerrado, medir la c.a. entre *a* y *b*, terminales de la carga, que deberá dar tensión nula. Al medir entre ánodo y cátodo del tiristor marcará los 12 V de c.a. de la alimentación, ya que, como hemos quedado, el tiristor está bloqueado y no deja pasar corriente por el circuito.

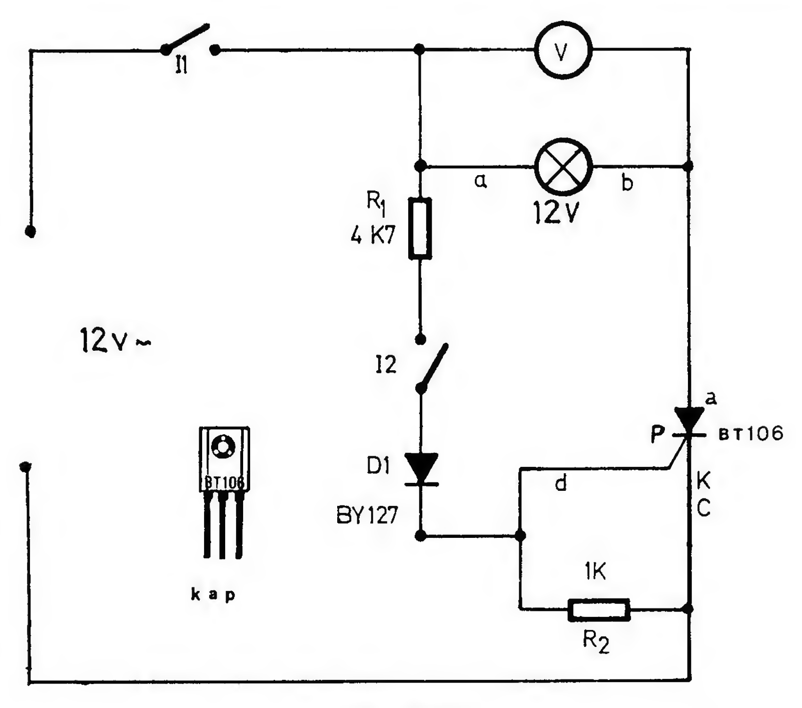


Fig. P14-2

Con I_1 cerrado, cerrar ahora I_2. El diodo D_1 rectificará los 12 V de c.a. y los semiciclos positivos obtenidos en su salida se aplicarán a la resistencia R_2, de 1 KΩ, o sea, entre puerta y cátodo del tiristor. El tiristor dispondrá durante los semiciclos positivos de tensión directa entre sus electrodos principales, así como de tensión positiva en su puerta, por lo que se cebará en esos semiciclos. Durante los semiciclos negativos el tiristor no conduce. En estas condiciones al efectuar las mediciones de las tensiones existentes en la lamparita y en el tiristor, téngase en cuenta que el tiristor conduce 50 veces por segundo y se bloquea otras tantas.

TIRISTOR COMO RECTIFICADOR ALIMENTANDO LA PUERTA CON EL CIRCUITO DE ANODO

Es un circuito similar al de la práctica anterior, sólo que se ha variado la polarización de la puerta. Su esquema se presenta en la figura P14-3.

MATERIALES NECESARIOS

Tiristor BT 106.
Diodo BY 127.
Lamparita piloto de 12 V.
Resistencia de 220 Ω, 1/2 W.
Resistencia de 1 KΩ, 1/2 W.

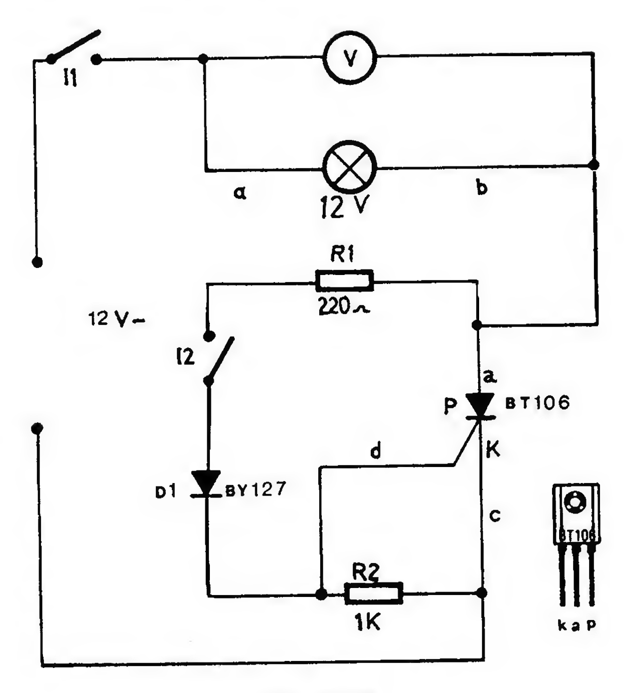


Fig. P14-3

EXPOSICION DE LA PRACTICA

Cerrados los interruptores I_1 e I_2, la lamparita piloto queda en serie y actuando como carga del tiristor. El diodo D_1, en serie con R_2, queda alimentado con la tensión entre cátodo y ánodo del tiristor. Cuando el semiciclo positivo que polariza correctamente los electrodos principales del tiristor alcanza una tensión suficiente

circula una corriente por D_1 y R_2, que produce entre extremos de esta última una caída de tensión, que, al polarizar la unión puerta-cátodo del tiristor, lo ceba. En cuanto el tiristor se ceba, su tensión cátodo-ánodo baja al valor de arco, de unos 0,7 V, y apenas pasa ya corriente por D_1 y R_2; pero, como se recordará, una vez cebado el tiristor la puerta no tiene control sobre él y seguirá conduciendo hasta que se acabe ese semiciclo. Durante los semiciclos negativos el tiristor no conduce.

GENERADOR DE IMPULSOS CON TRANSISTOR UNIUNION

Una de las aplicaciones principales del transistor uniunión consiste en formar parte de circuitos que generen impulsos para el cebado de tiristores y triacs. Uno de estos circuitos clásicos es el mostrado en la figura P14-4.

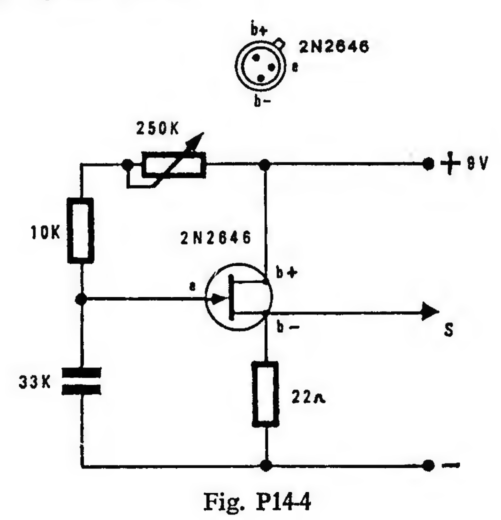


Fig. P14-4

MATERIALES NECESARIOS

Transistor uniunión 2 N 2646.
Condensador de 33.000 pF, 125 V.
Resistencia ajustable de 250 KΩ.
Resistencia de 10 KΩ, 1/2 W.
Resistencia de 22 Ω, 1/2 W.

EXPOSICION DE LA PRACTICA

Los impulsos de disparo que genera este circuito aparecen en bornes de la resistencia de 22 Ω, y aplicados entre la puerta y el cátodo de un tiristor producirían su cebado.

En efecto, a partir de la tensión de alimentación de 9 V y a través de la resistencia de 250 KΩ ajustable, y la de 10 KΩ, se produce la carga del condensador, siendo negativa su armadura inferior y positiva la superior. Cuando el condensador alcanza la tensión de disparo del transistor uniunión, éste se hace conductor entre su emisor y la base *b*, descargándose el condensador a través de la resistencia de 22 Ω y la unión emisor-base del semiconductor. La descarga instantánea y brusca del condensador produce entre extremos de la resistencia de 22 Ω un fuerte impulso de tensión, volviendo a cargarse el condensador y a repetirse el ciclo.

La frecuencia de los impulsos generados depende de la carga del condensador y ésta de la posición del potenciómetro ajustable. Se recomienda analizar con un osciloscopio las tensiones entre armaduras del condensador y en la salida.

DISPARO DE TIRISTOR CON REGULACION DEL ANGULO DE ENCENDIDO

El generador de impulsos de la práctica anterior tiene el inconveniente que los impulsos que genera no están sincronizados con la frecuencia de la red, pues se alimentaba con c.c. Ello significa que, cuando se apliquen a la puerta de un tiristor que rectifique c.a. de la red, no llegarán siempre en el mismo instante de cada ciclo, ni siquiera a veces durante el semiciclo positivo, que es el único en que puede conducir el tiristor, por lo que será incorrecta la regulación del ángulo de encendido del tiristor.

Hay que conseguir un montaje en el que los impulsos generados aparezcan siempre durante el semiciclo positivo de la tensión que recibe el ánodo del tiristor, para lo cual se propone el circuito de la figura P14-5.

MATERIALES NECESARIOS

Tiristor BT 106.
Transistor uniunión 2 N 2646.
Transistor SC 107.

Lamparita piloto de 12 V.
Condensador de 33.000 pF.
Resistencia ajustable de 250 KΩ.
Resistencia de 10 Ω, 1/2 W.
Resistencia de 22 Ω, 1/2 W.
Resistencia de 560 Ω, 1/2 W.
Resistencia de 10 KΩ, 1/2 W.
Resistencia de 1,5 KΩ, 1/2 W.

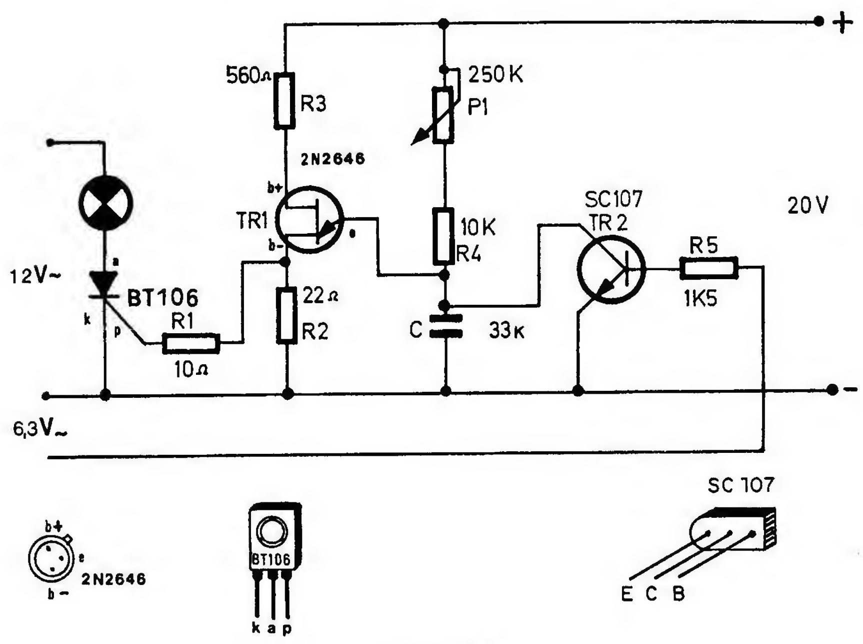


Fig. P14-5

EXPOSICION DE LA PRACTICA

El tiristor, que tiene como carga la lamparita piloto, se alimenta con una tensión alterna de 12 V, 50 Hz, igual frecuencia de los 6,3 V que alimentan o polarizan la base del transistor SC 107. El transistor uniunión está alimentado por una c.c. independiente de 20 V y el condensador que produce su disparo cuando alcanza la carga necesaria a través del potenciómetro P_1 tiene conectado en paralelo con él el transistor SC 107, del tipo NPN.

Cuando transcurre el semiciclo positivo de la tensión de 12 V que polariza correctamente el tiristor, por la toma de 6,3 V se está aplicando a la base del SC 107 un semiciclo negativo que lo mantiene bloqueado. Las tomas de 12 y 6,3 V pueden provenir de un mismo transformador. En estas condiciones el condensador se carga a través del potenciómetro hasta que dispara el transistor uniunión y se produce el impulso en la resistencia R_2, que ceba el tiristor.

Durante el semiciclo negativo de la tensión de 12 V, en que el tiristor no puede conducir, el SC 107 recibe por su base una polarización positiva que lo satura, y su conducción mantiene descargado completamente durante este semiciclo el condensador *C*. Por lo tanto, en el siguiente semiciclo *C* comenzará con tensión nula entre sus armaduras y producirá el cebado exactamente en el mismo punto que en el semiciclo anterior.

El cebado del tiristor será siempre en el mismo punto del semiciclo positivo y dependerá exclusivamente de la posición del potenciómetro P_1.

TRIAC COMO INTERRUPTOR DE C.A.

El triac funciona como dos tiristores en paralelo y en oposición. En esta práctica la carga del triac está constituida por una lámpara de 12 V de c.a. y la polarización de la puerta del semi-

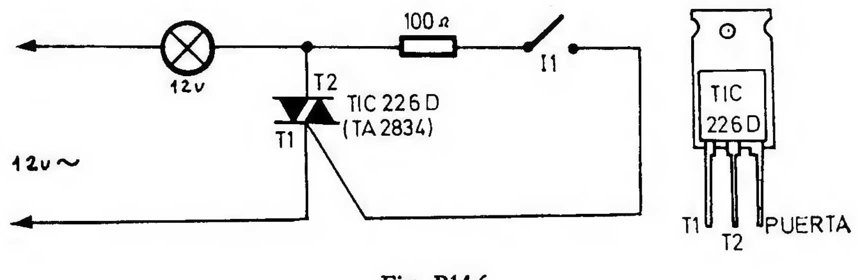


Fig. P14-6

conductor se consigue mediante la tensión alterna de ánodo, con el interruptor *INT* y una resistencia limitadora de 100 Ω, según el esquema de la figura P14-6.

MATERIALES NECESARIOS

Triac TIC 2260 o equivalente.
Lámpara piloto de 12 V.
Pulsador.
Resistencia de 100 Ω, 1/2 W.

COMPROBACIONES

1.ª) La lámpara ilumina con la puerta conectada.
2.ª) La lámpara no ilumina con la puerta sin conectar.

Tratar de explicar el comportamiento del triac y de la lámpara piloto, según la posición del interruptor I_1.

GOBIERNO DE TRIAC CON TENSION CONTINUA

El triac se puede cebar con tensiones positivas o negativas aplicadas a la puerta. En este caso se trata de realizar su cebado mediante una tensión negativa de 6 V a través de una resistencia limitadora de 68 Ω y un interruptor, actuando como carga una lámpara piloto de 12 V, según se refleja en la figura P14-7.

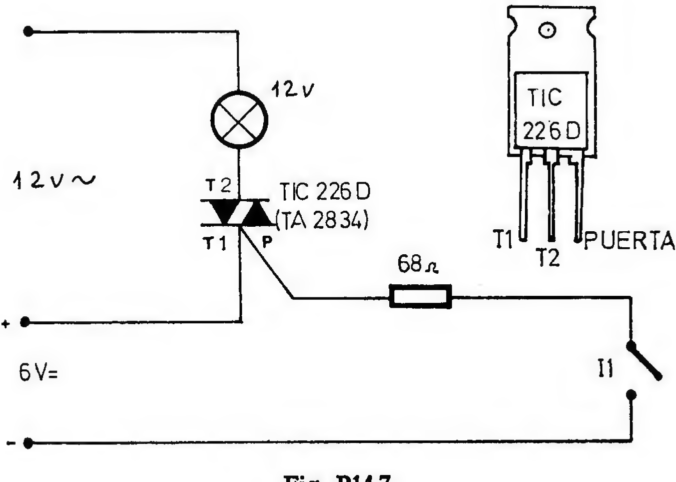


Fig. P14-7

MATERIALES NECESARIOS

Triac TIC 2260.
Lamparita piloto de 12 V.
Pulsador.
Resistencia de 68 Ω, 1/2 W.

Aplicando un osciloscopio entre cátodo y ánodo del triac y en bornes de la carga, dibujar las formas de ondas obtenidas, tratando de explicar su configuración.

GOBIERNO DE TRIAC POR TRANSISTOR

Con el esquema de la figura P14-8, se trata de cebar un triac a través de un interruptor que gobierna la conducción del transistor SC 107, en vez de actuar directamente sobre la puerta del semiconductor. Con el interruptor abierto el transistor no conduce por estar sin polarizar su base, con lo que la puerta queda al aire sin poder conducir el triac. En estas condiciones, la lámpara que actúa como carga está apagada.

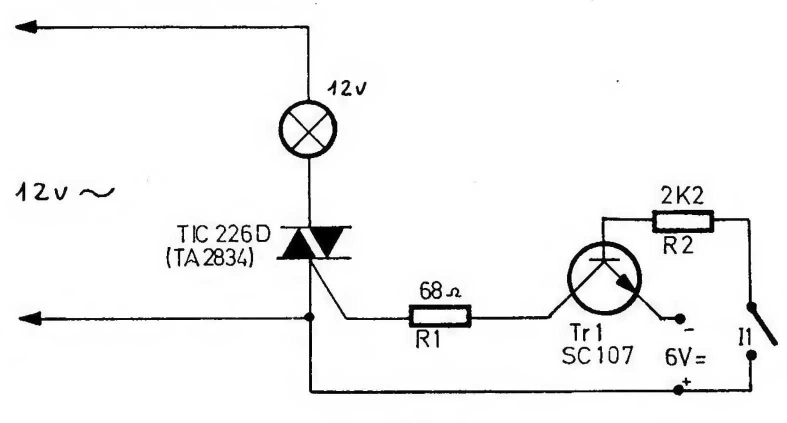


Fig. P14-8

Al cerrar el interruptor conduce el transistor, por tener alimentada su base con 6 V positivos a través de R_2. Con esto se cierra el circuito entre puerta y cátodo del triac, que se ceba, produciendo la iluminación de la lámpara piloto.

MATERIALES NECESARIOS

Triac TIC 2260 o equivalente.
Transistor SC 107.
Lámpara piloto de 12 V.
Pulsador.
Resistencia de 68 Ω, 1/2 W.
Resistencia de 2,2 KΩ, 1/2 W.

INTERRUPTOR ACCIONADO POR LA LUZ

En la figura P14-9 se presenta un circuito con el que se trata de activar la carga, junto con el triac, al variar la luminosidad que incide en la LDR.

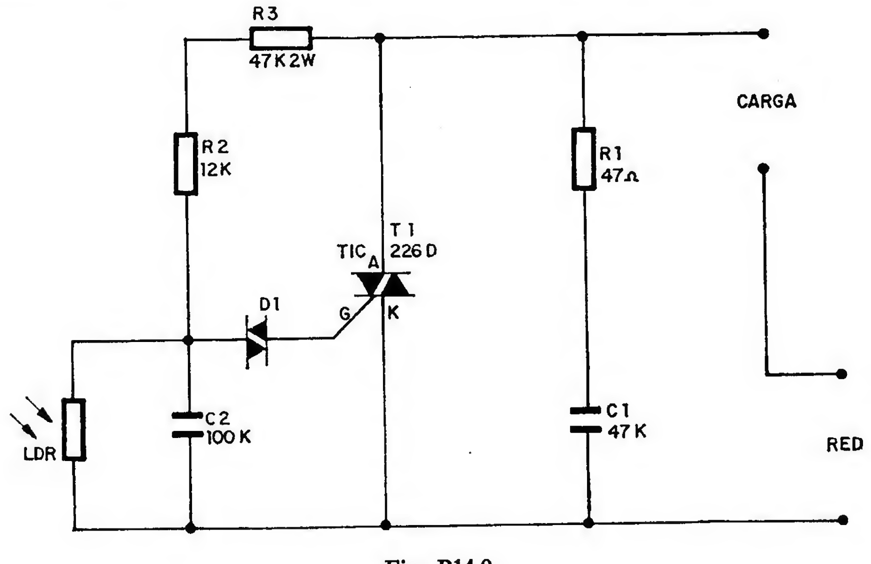


Fig. P14-9

En la oscuridad, el elevado valor de la resistencia interna de la LDR, al actuar como divisor de tensión junto con R_2 y R_3, absorbe la tensión suficiente para provocar la carga de C_2 al valor del disparo del diac y, en consecuencia, también del triac, el cual se comporta como interruptor cerrado.

Cuando se ilumina la LDR, disminuye su resistencia, de forma que el condensador C_2 ya no se carga con el valor suficiente para provocar el cebado del diac, no cebándose el triac ni encendiéndose la lámpara piloto.

MATERIALES NECESARIOS

Triac TIC 2260.
Diac.
LDR.
Condensador de 0,1 μF.
Condensador de 47.000 pF.
Resistencia de 47 Ω, 1/2 W.
Resistencia de 12 KΩ, 1/2 W.
Resistencia de 47 KΩ, 2 W.

Soluciones de los Ejercicios Propuestos

1.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *c*
2.ª Pregunta. Solución: *c*
3.ª Pregunta. Solución: *b*
4.ª Pregunta. Solución: *a*
5.ª Pregunta. Solución: *b*
6.ª Pregunta. Solución: *b*
7.ª Pregunta. Solución: *b*

2.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *a*
2.ª Pregunta. Solución: *c*
3.ª Pregunta. Solución: *a*
4.ª Pregunta. Solución: *c*
5.ª Pregunta. Solución: *b*
6.ª Pregunta. Solución: *b*
7.ª Pregunta. Solución: *c*

3.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *a*
2.ª Pregunta. Solución: *c*
3.ª Pregunta. Solución: *b*
4.ª Pregunta. Solución: *c*
5.ª Pregunta. Solución: *a*
6.ª Pregunta. Solución: *c*
7.ª Pregunta. Solución: *c*

4.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *b*
2.ª Pregunta. Solución: *a*
3.ª Pregunta. Solución: *c*
4.ª Pregunta. Solución: *b*
5.ª Pregunta. Solución: *c*
6.ª Pregunta. Solución: *b*
7.ª Pregunta. Solución: *b*

5.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *b*
2.ª Pregunta. Solución: *c*
3.ª Pregunta. Solución: *b*
4.ª Pregunta. Solución: *b*
5.ª Pregunta. Solución: *c*
6.ª Pregunta. Solución: *a*
7.ª Pregunta. Solución: *a*

6.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *a*
2.ª Pregunta. Solución: *b*
3.ª Pregunta. Solución: *c*
4.ª Pregunta. Solución: *a*
5.ª Pregunta. Solución: *a*
6.ª Pregunta. Solución: *c*

7.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *a, c* y *f*
2.ª Pregunta. Solución: *c*
3.ª Pregunta. Solución: *b*
4.ª Pregunta. Solución: *b*
5.ª Pregunta. Solución: *b*
6.ª Pregunta. Solución: *b*

8.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *b*
2.ª Pregunta. Solución: *a*
3.ª Pregunta. Solución: *c*
4.ª Pregunta. Solución: *a*
5.ª Pregunta. Solución: *c*
6.ª Pregunta. Solución: *b*
7.ª Pregunta. Solución: *a*

9.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *a*
2.ª Pregunta. Solución: *c*
3.ª Pregunta. Solución: *c*
4.ª Pregunta. Solución: *a*
5.ª Pregunta. Solución: *b*
6.ª Pregunta. Solución: *c*
7.ª Pregunta. Solución: *b*

10.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *b*
2.ª Pregunta. Solución: *b*
3.ª Pregunta. Solución: *a*
4.ª Pregunta. Solución: *a*
5.ª Pregunta. Solución: *c*
6.ª Pregunta. Solución: *c*

11.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *c*
2.ª Pregunta. Solución: *c*
3.ª Pregunta. Solución: *b*
4.ª Pregunta. Solución: *b*
5.ª Pregunta. Solución: *b*
6.ª Pregunta. Solución: *c*
7.ª Pregunta. Solución: *a*

12.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *c*
2.ª Pregunta. Solución: *b*
3.ª Pregunta. Solución: *c*
4.ª Pregunta. Solución: *c*
5.ª Pregunta. Solución: *b*
6.ª Pregunta. Solución: *c*

13.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *b*
2.ª Pregunta. Solución: *c*
3.ª Pregunta. Solución: *a*
4.ª Pregunta. Solución: *c*
5.ª Pregunta. Solución: *c*
6.ª Pregunta. Solución: *b*
7.ª Pregunta. Solución: *b*

14.ª LECCION

1.ª Pregunta. Solución: *c*
2.ª Pregunta. Solución: *b*
3.ª Pregunta. Solución: *c*
4.ª Pregunta. Solución: *b*
5.ª Pregunta. Solución: *c*
6.ª Pregunta. Solución: *b*
7.ª Pregunta. Solución: *b*

ONICA FUNDAMENTAL

…a, en 7 tomos, constituye un Curso Básico de Electrónica, tanto en el aspecto teórico como en el práctico, con el que se adquiere un conocimiento completo de lo que es la electrónica, desde las válvulas de vacío hasta los circuitos integrados e, incluso, los microprocesadores.

El curso completo consta de siete tomos y el temario teórico y práctico que contiene cada uno es el siguiente:

Tomo 1.– *Teoría:* Introducción a la Electrónica. Electricidad.
Práctica: Soldadura y montajes eléctricos. El aparato de medida. Componentes eléctricos y electrónicos.

Tomo 2.– *Teoría:* Fuentes de alimentación. Rectificadores y filtros.
Práctica: Características de las válvulas y diodos semiconductores. Montaje de fuentes de alimentación.

Tomo 3.– *Teoría:* Amplificadores.
Práctica: Sonido, altavoces y micrófonos. Características de las válvulas amplificadoras. Amplificadores de baja y alta frecuencia.

Tomo 4.– *Teoría:* Generadores de señales. Osciladores. Receptor superheterodino de A.M.
Práctica: Montajes, ajuste y averías de un receptor de radio.

Tomo 5.– *Teoría:* Diodos, transistores y semiconductores especiales.
Práctica: Experimentación y montajes sobre circuitos con transistores semiconductores especiales.

Tomo 6.– *Teoría:* Circuitos integrados digitales y analógicos. El microprocesador. Hardware y software del microprocesador 8085.
Práctica: Montajes y experimentación con circuitos integrados analógicos y digitales. Programación del microprocesador 8085.

Tomo 7.– Ofrece una amplia gama de problemas, sobre todos los temas que abarca la Electrónica Moderna.

ISBN 84-283-111



Magallanes, 25 - 28015 Madrid

